

UNIVERSIDAD NACIONAL MAYOR DE SAN MARCOS

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y
ELÉCTRICA**

E.A.P. DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

**“DISEÑO DE UN SISTEMA DE REGULACIÓN DE
VELOCIDAD DE UNA TURBINA PELTÓN USANDO EL
ALGORITMO PI DIGITAL”**

TESIS

Tesis para optar el Título Profesional de Ingeniero Electrónico

AUTOR

Jorge Huerta Estrada

ASESOR

Ing. Salomón Luque Gamero

Lima-Perú

2015

AGRADECIMIENTO:

A MIS PADRES QUE ESTÁN EN EL CIELO,
A MI FAMILIA Y A MI ALMA MATER LA UNMSM.

CONTENIDO

AGRADECIMIENTO	2
ÍNDICE DE FIGURAS	7
ÍNDICE DE TABLAS	10
INTRODUCCIÓN	11
CAPÍTULO I	14
CONTROLADOR On – Off	14
1.1 Controlador On-Off	14
1.2 Ejemplo	14
CAPÍTULO II	17
CONTROLADOR P, PI, PID	17
2.1 Teoría del Controlador PID	17
2.2 Control Proporcional	19
2.3 Control Integral	21
2.4 Control Derivativo	22
2.5 Controlador PI	23
2.6 Controlador PID	24
CAPÍTULO III	26
HARDWARD PARA IMPLEMENTAR EL REGULADOR PID DIGITAL.	26
3.1 Teoría del Control Digital	26
3.2 Controlador de Tiempo Discreto PID	26
3.3 Ejemplo de Implementación de un Control Digital	27
3.3.1 Implementación del Algoritmo	30
3.4 Tarjeta A/D y D/A.	31
3.4.1 Base teórica	31
3.4.2 A D / DA Tarjeta. Criterio de selección.	31
3.4.3 I/O Tarjeta Criterios de Selección	33
CAPÍTULO IV	34
DISEÑO DEL CONTROL DEL MODELO PROPUESTO.	34
4.1 Introducción	34
4.2 Controlador PID	34

4.3	Diseño de un Modelo Matemático Mecánico.	35
4.4	Sistema en lazo abierto	39
4.5	Análisis en un sistema realimentado	40
4.5.1	Control Proporcional	40
4.5.2	Control Proporcional Integral (PI).....	42
4.6	Arquitectura Propuesta	44
4.7	Estructura del Control de la Mini Central Hidroeléctrica.	45
4.8	Control del Sistema.....	45
4.9	Controladores convencionales	48
4.9.1	Modelo Propuesto	49
CAPITULO V		50
DESARROLLO DE LA ARQUITECTURA		50
5.1	La Arquitectura en Cascada del Modelo Propuesto.....	50
5.2	Configuración en Cascada.....	51
5.3	Desarrollo del subsistema del control de posición.....	52
5.3.1	Lazo Interior.....	52
5.4	Análisis en Lazo Abierto del Servomotor DC.	53
5.4.1	Modelo del Servomotor en un Sistema de Segundo Orden ..	53
5.5	Análisis en Lazo Cerrado	54
5.5.1	Función de transferencia de segundo orden del lazo cerrado .	56
5.5.2	Análisis de la función de transferencia de segundo orden ...	58
5.6	Respuesta Escalón	65
5.6.1	Respuesta Escalón usando Matlab	66
5.6.2	Respuesta escalon para un caso críticamente amortiguado. ...	67
5.6.3	Respuesta escalón de un caso subamortiguado	70
5.6.4	Respuesta escalón de un caso sobreamortiguado.....	72
5.7	Calculo de las Raíces.....	73
5.7.1	Calculo de las raíces para $\xi < 1$	73
5.7.2	Calculo de las raíces para $\xi > 1$	74
5.7.3	Calculo de las raíces para $\xi = 1$	75
5.8	Análisis Frecuencial.....	76
5.8.1	Calculo de la frecuencia de Bode para $\xi = 1$	76

5.8.2	Calculo de la frecuencia de Bode para $\xi < 1$.	77
5.8.3	Calculo de la frecuencia de Bode para $\xi > 1$.	78
5.9	Simulación en Simulink del Control de Posición	79
CAPÍTULO VI		81
DESARROLLO DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA TOTAL DEL SISTEMA		81
6.1	Diseño de la Arquitectura	81
6.2	Modelando la Planta de la Micro Central Hidroeléctrica	83
6.3	Modelando la Transferencia de Función de la Turbina Hidráulica	85
6.3.1	La Función de Transferencia de la Turbina	86
6.3.2	Función de Transferencia del Servomotor DC.	87
6.3.3	Función de Transferencia del Generador	88
6.4	Resultado de los bloques del sistema.	89
6.5	Reducción del sistema	90
6.6	Utilizando el Controlador PI para el sistema.	92
6.6.1	Respuesta de Bode	94
CAPÍTULO VII		96
IMPLEMENTACIÓN DEL SOFTWARE DE UN CONTROL DIGITAL PID		96
7.1	Implementación del Algoritmo PID Discreto	97
7.2	Controlador Digital PID	98
7.3	Los parámetros del controlador discreto	100
7.4	Implementando el Controlador Digital PI con C	101
7.4.1	Algoritmo de velocidad en lenguaje C	102
7.5	Programación del control P en lenguaje C	104
7.5.1	Algoritmo de posición en lenguaje C	105
CAPÍTULO VIII		107
SIMULACIÓN DIGITAL E IMPLEMENTACIÓN EXPERIMENTAL		107
8.1	Descripción de elementos	107
8.2	Características de la Microcentral	108
8.2.1	Posición del sensor de velocidad	109
8.3	Prueba de la Microcentral usando la válvula de aguja	110
8.4	Ajustando el inyector y el sensor de posición	110
8.5	Desarrollo Experimental del Modelo	113

CAPÍTULO IX	119
COSTOS	119
 CAPÍTULO X	 121
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	121
10.1 Conclusiones.....	121
10.2 Recomendaciones.....	121
 APÉNDICE	 122
A1 Muestreo.....	122
A2 Convertidor Análogo Digital A/D.....	124
A3 Conversion D/A.....	125
A4 PELTON GENERADOR TURBINA Y EL SERVOMOTOR	126
A5 SERVOMOTOR BI-DIRECCIONAL	127
 BIBLIOGRAFÍA	 128
Referencias Bibliográficas	128
Referencias Emerográficas	129

Índice de Figuras

Fig. 1.1	Característica del controlador On-Off	14
Fig. 1.2	Diagrama del regulador On - Off.....	14
Fig. 1.3	Regulador de Temperatura de un horno.....	15
Fig. 1.4	Control de Termostato.....	16
Fig. 1.5	Control digital del horno.....	16
Fig. 2.1	Diagrama de control de proceso PID.....	17
Fig. 2.2	Control PID en Laplace.....	18
Fig. 2.3	Control PID Digital.....	19
Fig. 2.4	Relacion entre la señal error y la señal de control.....	20
Fig. 2.5	Característica de un controlador proporcional. La entrada es el error de e y la salida es la señal de control u	20
Fig. 2.6	Transferencia de Control I.....	21
Fig. 2.7	Control Integral.....	22
Fig. 2.8	Control derivativo.	22
Fig. 2.9	Diagrama de bloques del controlador PI.	23
Fig. 2.10	Respuesta escalón para un controlador PI.	24
Fig. 2.11	Controlador PID	24
Fig. 2.12	Señales de control PID y la señal error e	25
Fig. 3.1	Diagrama de bloques de un sistema digital.	26
Fig. 3.2	Control PID Digital.	27
Fig. 3.3	Diagrama de bloques con sus conversores A/D y D/A.....	27
Fig: 4.1	Diagrama de bloques general.	34
Fig. 4.2	Sistema mecanico.	35
Fig. 4.3	Modelo Laplaciano.....	36
Fig. 4.4	Sistema eléctrico RLC.	36
Fig. 4.5	Proceso de segundo orden con sobreenlogacion.....	38
Fig. 4.6	Respuesta de salida a lazo abierto.....	39
Fig. 4.7	Control proporcional.....	40
Fig. 4.8	Señal de salida del sistrema con control proporcional.....	41
Fig. 4.9	Señal de salida del sistrema con control PI.....	42
Fig. 4.10	Señal de salida con control PI.....	44
Fig. 4.11	Control de Frecuencia de nuestro sistema.....	44
Fig. 4.12	Modelo de control de la turbina.....	45
Fig. 4.13	Variación del flujo.....	47
Fig. 4.14	Diagrama de bloques del sistema de posición.....	48
Fig. 4.15	Modelo del Sistema en Bloques.....	49
Fig. 5.1	Modelo de Control en Cascada de la M.C.H.....	50
Fig. 5.2	Diagrama de bloques en cascada.....	52
Fig. 5.3	Diagrama de bloques del sistema de control de posición en lazo cerrado de un servomotor DC.....	52
Fig. 5.4	Diagrama simplificado en lazo abierto del sistema del servomotor dc.....	53
Fig. 5.5	Diagrama de Bode de la función de transferencia.....	53

Fig. 5.6	Variación del modelo en función de ω_n y ψ	54
Fig. 5.7	Diagrama de bloques del servo.....	54
Fig. 5.8	Frecuencia de resonancia del sistema en lazo cerrado.....	57
Fig. 5.9	Variación de la señal de salida en función de ξ	57
Fig. 5.10	Variación de las raíces en el plano imaginario.....	58
Fig. 5.11	Lugar de las raíces.....	59
Fig. 5.12	Ploteo de los polos.	59
Fig. 5.13	Ploteo de los polos cuando $\xi > 1$	60
Fig. 5.14	Ploteo de las raíces imaginarias.	60
Fig. 5.15	Señal de salida para diferentes valores de ξ ..	60
Fig. 5.16	Valores de la señal de salida de sobreoscilación.....	63
Fig. 5.17	Respuesta para diferentes valores de K.....	65
Fig. 5.18	Control del servo DC.....	68
Fig. 5.19	Función de transferencia del servo motor.....	68
Fig. 5.20	Respuesta escalón a un caso críticamente amortiguado.....	69
Fig. 5.21	Respuesta escalón para un caso subamortiguado.....	71
Fig. 5.22	Respuesta escalón para un caso sobreamortiguado.....	72
Fig. 5.23	Lugar de las raíces para $\xi < 1$	73
Fig. 5.24	Lugar de las raíces para $\xi > 1$	74
Fig. 5.25	Lugar de las raíces para $\xi = 1$	75
Fig. 5.26	Análisis frecuencial para $\xi = 1$	76
Fig. 5.27	Análisis frecuencial para $\xi < 1$	77
Fig. 5.28	Análisis frecuencial para $\xi > 1$	78
Fig. 5.29	Control de posición con $K = 1.1$	79
Fig. 5.30	Señal escalón de entrada $f(t)$	79
Fig. 5.31	Señal de salida del control de posición $y(t)$	80
Fig. 5.32	Señal error $e(t)$	80
Fig. 6.1	Controlador en Cascada.....	81
Fig. 6.2	Arquitectura del regulador de velocidad.....	83
Fig. 6.3	Diagrama de la Micro Central Hidroeléctrica.....	84
Fig. 6.4	Diseño completo con sus controladores.	84
Fig. 6.5	Función de Transferencia con su modelo matemático.....	85
Fig. 6.6	Sistema de control con sus valores finales.	90
Fig. 6.7	Resultado de la Reducción del Sistema.....	91
Fig. 6.8	Sistema con controlador PI	92
Fig. 6.9	Sistema final.	92
Fig. 6.10	Sistema final reducido.	93
Fig. 6.11	Respuesta a una entrada escalón para el sistema.....	93
Fig. 6.12	Respuesta de Bode.	94
Fig. 6.13	Lugar de las Raíces del Sistema.	95
Fig. 7.1	Diagrama de flujo.	96

Fig. 7.2	Controlador digital PID.....	97
Fig. 7.3	Diagrama de la Minicentral Hidroeléctrica.....	101
Fig. 8.1	Tarjeta de adquisicion de datos.....	107
Fig. 8.2.	Mini central hidroelectrica.....	108
Fig. 8.3	Relación de la señal de entrada y salida del sensor de velocidad.	109
Fig. 8.4	Sistema de control de posicion.....	111
Fig. 8.5	Salida señales y entradas a la PC.....	111
Fig. 8.6	Desplazamiento x de la válvula de aguja.....	113
Fig. 8.7	Variación de la frecuencia vs tiempo.....	115
Fig. 8.8	Entrada escalón al sistema $u(t)$	116
Fig. 8.9	Señal error que va a ingresar al controlador PI $E(t)$	116
Fig. 8.10	Salida del controlador de frecuencia $z(t)$	117
Fig. 8.11	Error $\omega(t)$ de posición.....	117
Fig. 8.12	Salida $x(t)$ del servo.....	118
Fig. 8.13	Señal de salida del sistema $y(t)$	118

Índice de tablas

Tabla 4.1	Respuesta al cambio de K_p, K_i y K_d	38
Tabla.8.1	Condiciones de operación del generador de inducción.....	108
Tabla 8.2	Resultados experimentales de la posición X de la válvula.....	112
Tabla 8.3	Resultados experimentales.....	114
Tabla 9.1	Costo del capital.....	119

INTRODUCCIÓN

Controlar es utilizar en tiempo real las mediciones para corregir automáticamente un proceso. La medición del proceso se corrige todo el tiempo en tiempo real y es el controlador PI el algoritmo de control que se utiliza en un 90% en la industria. Numerosos lazos de control utilizan este algoritmo. En Micro y Mini Centrales Hidroeléctricas en la turbina hidráulica el control de la frecuencia es esencial para preservar la operatividad en esta tesis abordamos el control de la velocidad de la turbina.

La utilización de reguladores digitales en el control de la velocidad de Turbinas Hidráulicas Pelton no solamente en las nuevas unidades sino también en las antiguas unidades bajo programas de modernización. Los reguladores digitales ofrecen gran número de ventajas sobre los reguladores mecánicos, eléctricos y electrónicos analógicos. Una de sus ventajas es la facilidad de incorporar funciones de regulación para variar sus ajustes dependiendo de las condiciones externas.

La generación de energía eléctrica en Micro y Mini Centrales Hidroeléctricas ayuda a diversificar la matriz energética nacional, produce una menor dependencia del suministro externo de combustibles fósiles y aprovecha los recursos hídricos existentes en el país. La gran extensión del territorio peruano es favorable para la construcción de estas Micro y Mini Centrales Hidroeléctricas.

La complejidad de los controladores neumáticos, electro neumáticos y el costo de los equipos utilizados en la implementación de un sistema de control para generadores de inducción eran una desventaja hasta hace muy poco. El desarrollo de la electrónica de potencia y las computadoras para la utilización del control digital PID ayudo a vencer esas dificultades y hacer viable la utilización de los generadores de inducción en el modo de isla como conectado al sistema interconectado.

La determinación del recurso hídrico total disponible y la clasificación de los diferentes recursos hídricos en Perú es una tarea que a un está pendiente. Según datos entregados por el Ministerio de Energías y Minas, la potencia total de los recursos hídricos del país es de aproximadamente 24.000 MW, de los

cuales se encuentran instalados alrededor de 4.130 MW. Esto se traduciría en la existencia de alrededor de 19.870 MW no instalados, es decir, un 65% más que la potencia total instalada en Perú. Se denomina energía primaria a los recursos naturales disponibles en forma directa (como la energía hidráulica, Eólica y solar) o indirecta (después de pasar por un proceso, como por ejemplo el petróleo, el gas natural, el carbón mineral, etc.) para su uso energético sin necesidad de someterlos a un proceso de transformación.

La generación de energía en Mini y Micro Centrales Hidroeléctricas posee la gran ventaja de diversificar la matriz energética nacional, lo cual se traduce en mayor seguridad y menor dependencia del suministro externo de combustibles fósiles y elimina las pérdidas en los cables de alta tensión cuando las distancias son grandes y genera ingresos a la población.

Las Mini Micros Centrales Hidroeléctricas permiten aprovechar la energía disponible en algunos recursos hídricos a lo largo del país, pudiendo satisfacer la demanda energética de pequeños sectores tanto Industriales como urbanos. En el Perú se cuenta con un abundante recurso hídrico durante todo el año, derivado de una elevada pluviometría y gran cantidad de nieve que se acumula en las zonas cordillerana y precordillerana en la época invernal. En esta zona existen numerosos poblados y comunidades que se encuentran a grandes distancias de las líneas de distribución eléctrica, razón por la cual no les es posible contar con energía conectándose a la red. Para ellos, una buena alternativa es aprovechar los recursos hídricos existentes y generar su propia energía. Además cuando ocurre que la potencia demandada es menor que la generada por la micro central, el excedente por lo general es posible almacenar la energía en baterías.

Por otro lado, hay recursos hídricos que no son explotados debido a que se ubican en lugares donde hay líneas de distribución de energía, lo cual se traduce en la inexistencia de una necesidad de sacar provecho de los recursos existentes. En estos casos, la totalidad del potencial presente en los recursos es desperdiciado. Esto se traduce en que la demanda de potencia de más

consumidores este siendo cargada a las plantas de generación que conforman los sistemas eléctricos.

Debemos tener presente que en la actualidad el 95% de las Micro y Mini Centrales Hidroeléctricas que operan en el Perú, no están automatizados principalmente debido a su costo teniendo como consecuencia un servicio no óptimo.

Con un programa a largo plazo de 10 años se podría instalar 5,000 Micro y Mini Centrales Hidroeléctricas y se puede tener una potencia instalada de la misma capacidad que la Central del Mantaro de 800 MW.

CAPÍTULO I

CONTROLADOR ON-OFF

1.1 Controlador On-Off

El control On-Off es la forma más simple de control, en este tipo de regulador la señal de control u la salida toma dos valores U_{\max} y U_{\min} . Esta se puede describir matemáticamente como sigue:

$$u = \begin{cases} u_{\max} & e > 0 \\ u_{\min} & e < 0 \end{cases}$$

Ec. 1.1

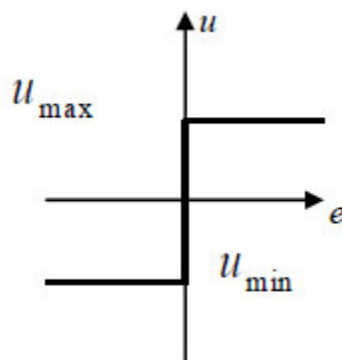


Fig. 1.1 Característica del controlador On-Off ideal.

1.2 Ejemplo

El actual valor de la señal error que le llamamos e que es la diferencia entre la señal de referencia y la señal de salida realimentada esto lo vemos en el siguiente diagrama de bloques.

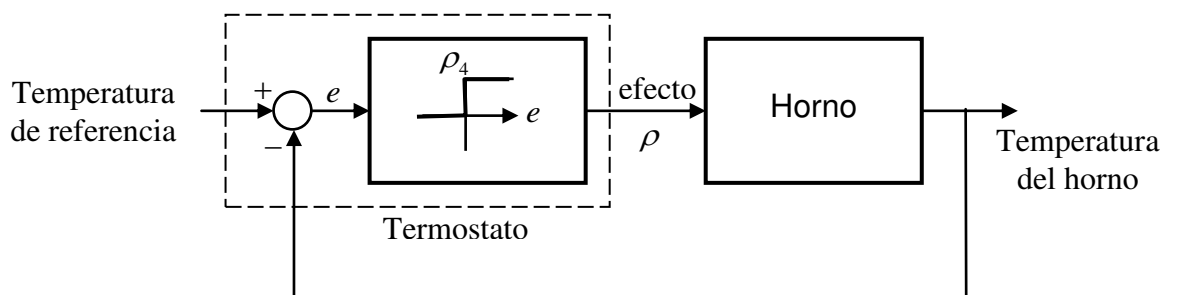


Fig. 1.2 Diagrama del regulador On - Off

Una simple regulación a veces es suficiente con solo 2 posibilidades: prendido y apagado. Un ejemplo clásico es el regulador On – Off de un termostato en la regulación de la temperatura y el control de la tensión.

El termostato es corrientemente usado como interruptor mecánico que cambia de condición con la temperatura.

Esto lo podemos apreciar en el siguiente diagrama que nos muestra el principio de cómo funciona el sistema.

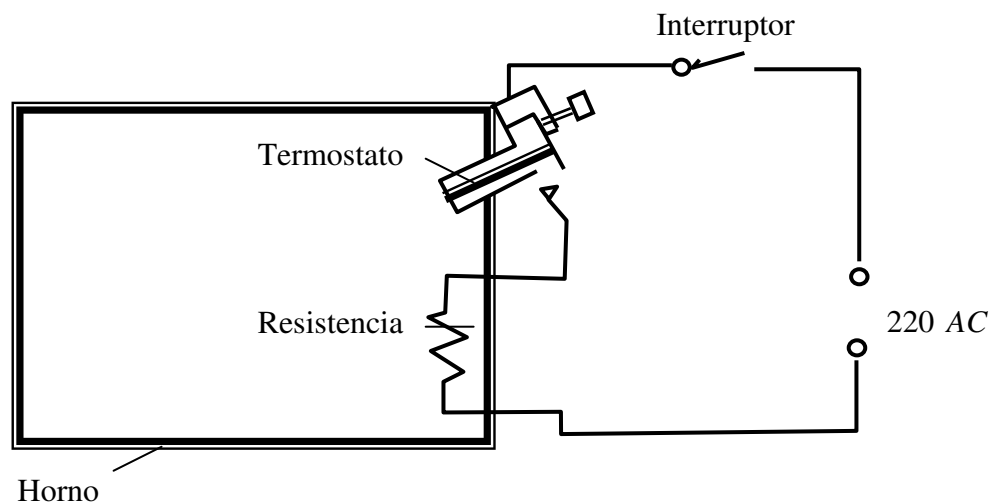


Fig.1.3 Regulador de Temperatura de un horno

El regulador On- Off no trabaja bien en donde se necesita una regulación más precisa porque la señal de control toma como valores el máximo y el mínimo. Si nosotros seguimos este diseño vamos a darle un valor de 200 grados a la temperatura de referencia.

Cuando el horno está frío se va a comenzar a calentar hasta llegar a los 200 grados y es aquí en donde va a comenzar a funcionar el termostato que se ha calibrado para que a esta temperatura de 200 grados abra el circuito y el horno comience a bajar la temperatura esto gracias al controlador on-off que va a controlar la potencia que llega al elemento esto lo podemos apreciar en los gráficos de la fig. 1.3 y fig.1.4.

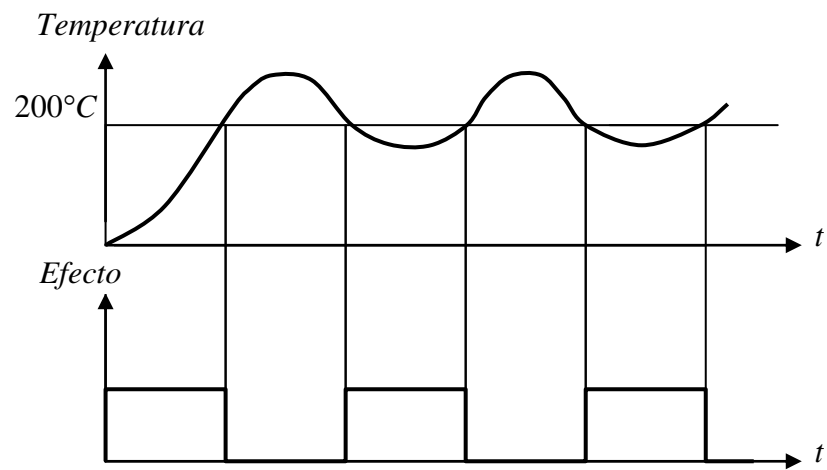


Fig.1.4 Control de Termostato

Y si lo controlamos en forma digital el control seria de la siguiente forma:

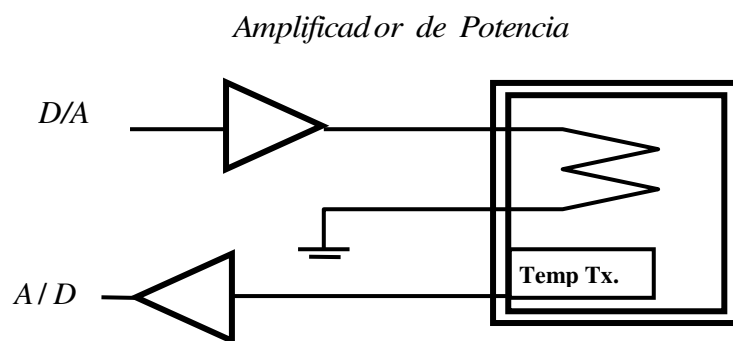


Fig. 1.5 Control digital del horno.

CAPÍTULO II

CONTROLADOR P, PI, PID

2.1 Teoría del Controlador PID

El control proporcional integral derivativo PID es la estrategia de control más usada en aplicaciones industriales; se estima que más del 90% de los lazos de control utilizan el control PID.

Es interesante señalar que los controladores industriales que se usan hoy en día utilizan esquemas de control PID. Los controladores analógicos son principalmente de tipo hidráulico, neumático, electrónico, eléctrico o sus combinaciones. En la actualidad muchos de estos se transforman en formas digitales mediante el uso de las PC y los microprocesadores.

Se puede indicar que un controlador PID responde a la siguiente ecuación:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_d \frac{\partial e(t)}{\partial t} \quad \text{Ec. 2.1}$$

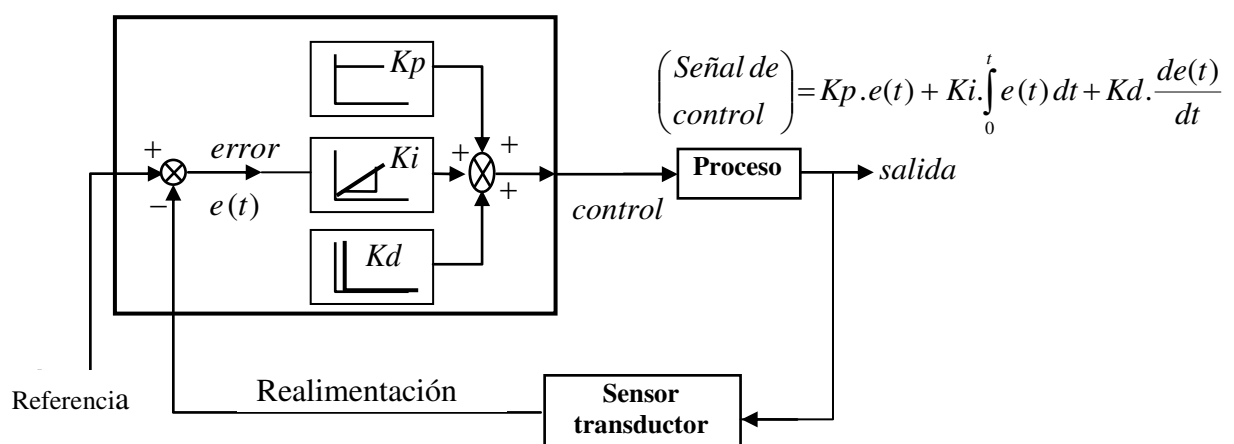


Fig. 2.1 Diagrama de control de proceso PID

Donde $e(t)$ es el error de la señal y $u(t)$ es la entrada de control del proceso.

K_p es la ganancia proporcional, T_i es la constante de tiempo integral y T_d es la constante de tiempo derivativo.

En el dominio de la frecuencia, usando la Transformada de Laplace el controlador PID se puede escribir como:

$$U(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) E(s) \quad \text{Ec. 2.2}$$

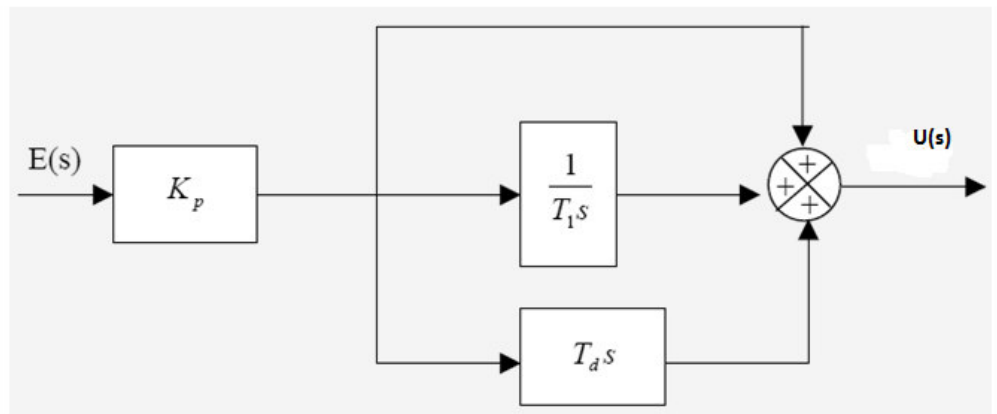


Fig. 2.2 Control PID en Laplace

El algoritmo PID en tiempo discreto se puede escribir para una implementación digital en su transformada Z de la siguiente forma:

$$U(z) = \left[K_p + \frac{K_i}{1 - z^{-1}} + K_d (1 - z^{-1}) \right] E(z) \quad \text{Ec. 2.3}$$

La implementación de controladores PID en su versión digital el cual significa que puede operar en el dominio del tiempo discreto.

Existe una tendencia fuerte de utilizar controladores digitales en vez de los controladores analógicos por los bajos costos de las computadoras PC y los microprocesadores.

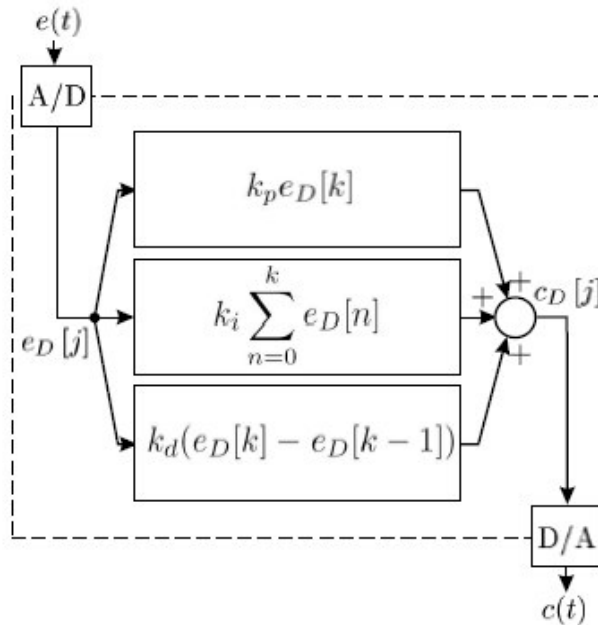


Fig 2.3 Control PID Digital

2.2 Control Proporcional

El control proporcional es la variación de la señal de control u en forma proporcional a la señal error. Esto lo podemos describir en la siguiente formula:

$$u = u_0 + K \cdot e \quad \text{Ec. 2.4}$$

Donde u_0 es el normal valor de la señal control para un error $e = 0$

y en donde el parámetro K es el amplificador regulador.

Donde u es la salida y el error en un instante de este modo cuanto más grande sea el error más rápida será la respuesta y conforme el error se reduzca, la respuesta será más pequeña hasta que realmente el error sea cero y la respuesta nula ya que el valor deseado es el mismo que el valor actual.

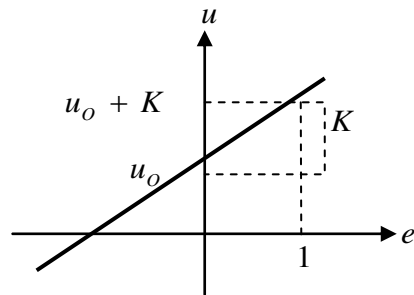


Fig. 2.4 Relacion entre la señal error y la señal de control

Un regulador en la práctica tiene un límite para su valor máximo y su valor mínimo en la señal de control, esto significa que la señal de control en relación con la señal error solamente es válido para un determinado rango.

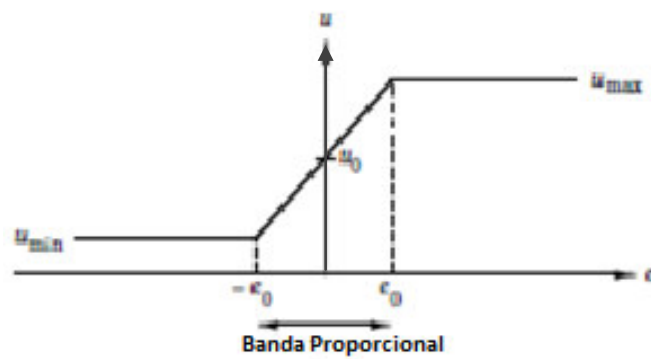


Fig. 2.5 Característica de un controlador proporcional.

La entrada es el error de e y la salida es la señal de control u .

$$u = \begin{cases} u_{\max} & e > e_0 \\ Ke + u_0 & -e_0 < e < e_0 \\ u_{\min} & e < -e_0 \end{cases} \quad \text{Ec. 2.5}$$

Si comparamos el control On – Off con el control proporcional vemos que el control proporcional nos da un control suave. La señal de control no va entre dos valores sino va en un cambio sucesivo.

2.3 CONTROL INTEGRAL

La función principal de la acción integral es asegurar que la salida del proceso concuerde con la referencia en estado estacionario. Con el controlador proporcional, normalmente existe un error en estado estacionario. Con la acción integral, un pequeño error positivo siempre producirá un incremento en la señal de control y un error negativo siempre dará una señal decreciente sin importar cuán pequeño sea el error.

El siguiente argumento muestra de forma simple que el error en estado estacionario disminuya con la acción integral. Asuma que el sistema está en estado estacionario con una señal de control constante (u_0) y un error constante (e_0). Entonces se tiene que la señal de control está dada por:

$$u_0 = K_p \left(e_0 + \frac{e_0}{T_i} t \right) \quad \text{Ec. 2.6}$$

El Controlador Integral I va a integrar la señal error con la siguiente ecuación:

$$u(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad \text{Ec. 2.7}$$

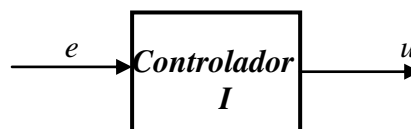


Fig. 2.6 Transferencia del Control I

Donde el tiempo de integración T_i decide la velocidad de integración.

La señal de salida del regulador Integrador al lado de un tiempo T_i depende de cuán grande es el área de integración en el punto de tiempo T_i . En la siguiente figura en donde se muestra parte de la señal de salida de control del integrador

cambia según la entrada de la señal error. Se ve que la señal de salida $u(t)$ crece mientras se mantenga el error $e(t)$ y cuando cambia y la señal error se hace cero se mantiene y cuando cambia la señal error en negativo la pendiente se vuelve negativo hasta que $e(t)$ se vuelve cero y la señal $u(t)$ se mantiene todo esto lo vemos en las figuras que mostramos:

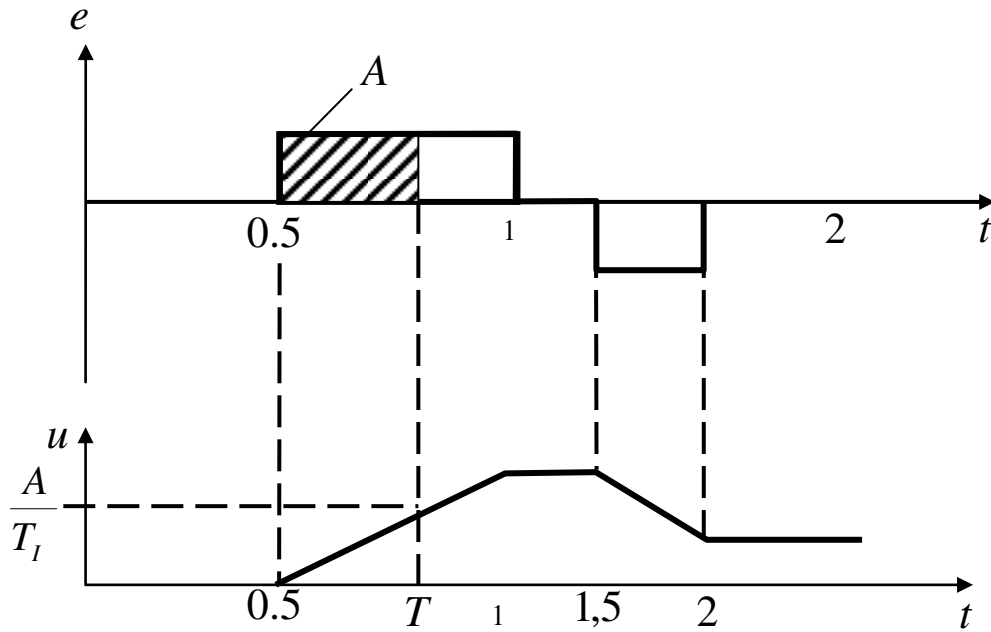


Fig. 2.7 Control Integral.

2.4 Control Derivativo

La función del control derivativo es que cuando existe un cambio en la señal de entrada que va a ser la señal error e se va a producir un cambio en la señal de salida.

Esto lo vemos en el siguiente diagrama de bloques y su ecuación.

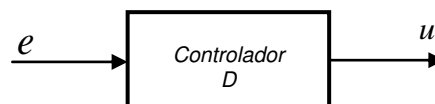


Fig. 2.8 Control derivativo.

$$u(t) = T_D \cdot e'(t) = T_D \cdot \frac{de(t)}{dt} \quad \text{Ec. 2.8}$$

Donde T_D es la constante de tiempo derivativo.

2.5 Controlador PI

Frecuentemente se combina el controlador P y I y se llama Controlador PI este tipo de combinación nos da buenos resultados. El diagrama de bloques y el algoritmo del PI controlador se representa de la siguiente manera:

$$u(t) = K \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right] \quad \text{Ec. 2.9}$$

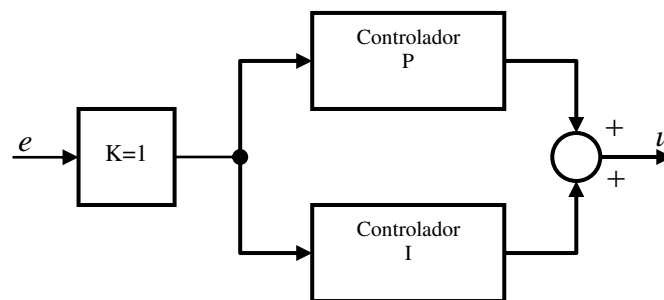


Fig. 2.9 Diagrama de bloques del controlador PI

El tiempo de integración T_i para un PI regulador se elige normalmente un valor alto el cual significa que la señal del integrador I va a cambiar muy despacio comparado con el control proporcional al lado de una señal error.

Esto lo podemos ver en la siguiente figura:

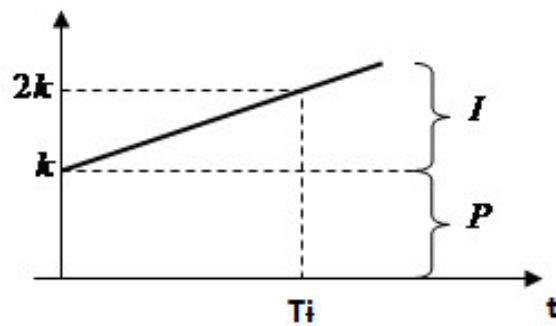


Fig. 2.10 Respuesta escalón para un controlador PI.

2.6 Controlador PID

El regulador que contiene los tres tipos de controladores que son el proporcional, integral y derivativo se llama controlador PID este tipo de controlador es muy común en el mundo industrial.

El diagrama de bloques del controlador PID se tiene en la siguiente figura de abajo.

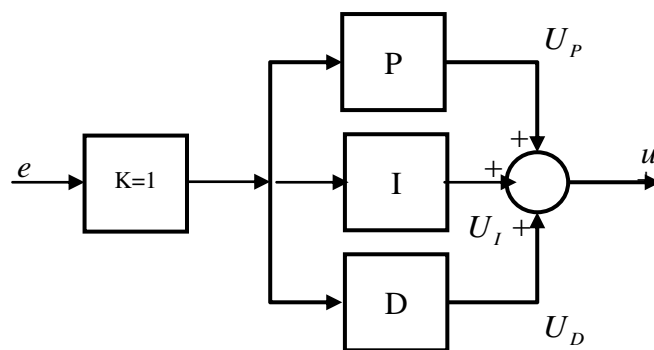


Fig. 2.11 Controlador PID

Como vemos en el diagrama de bloques la señal de salida es la suma de los tres controladores P, I y D.

De esta manera si tenemos como señal de entrada la señal error e que nos va a dar una señal de salida u esto lo escribimos de la siguiente manera.

$$u(t) = K \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \cdot e'(t) \right] \quad \text{Ec. 2.10}$$

También podemos ver en nuestro regulador PID si se tiene una entrada error e la señal de control u es la suma de los tres controles si se cambia los valores de K , T_i , y T_d entonces va a existir una variación en cada bloque de control esto lo vemos en las siguientes figuras:

Con una señal de error hipotético e .

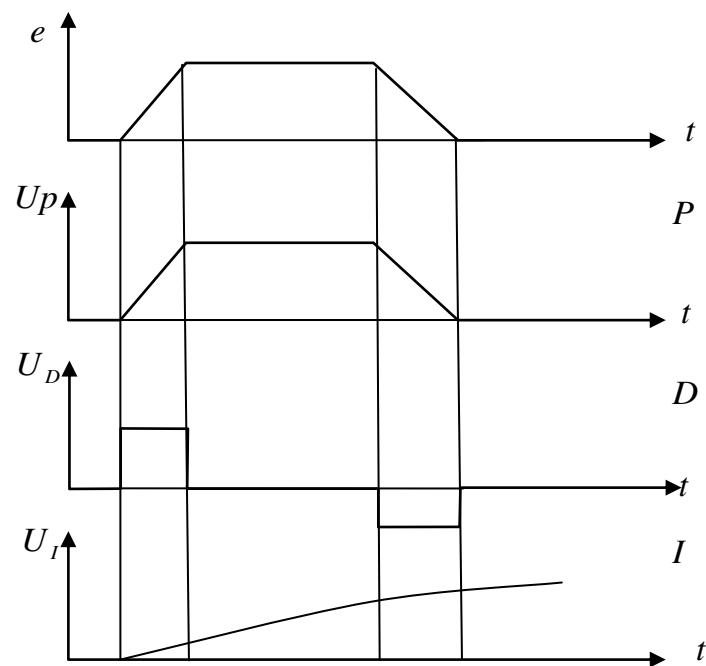


Fig. 2.12 Señales de control PID y la señal error e

CAPÍTULO III

HARDWARE PARA IMPLEMENTAR EL REGULADOR PID DIGITAL

3.1 Teoría del Control Digital

La implementación de un control digital es en realidad el reemplazo del controlador analógico por uno digital como vemos en la siguiente figura.

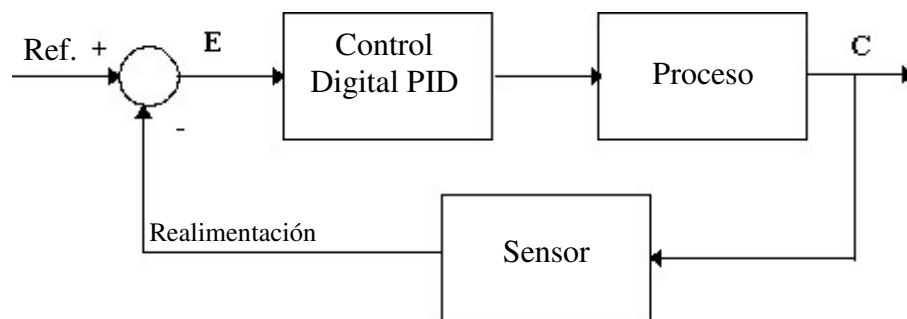


Fig. 3.1 Diagrama de bloques de un sistema digital

Si en un controlador analógico tenemos una transferencia entrada/salida que no es más que una fórmula matemática la cual puede ser solucionada con una PC en tiempo real.

El primer paso en la implementación de un controlador digital es desarrollar el algoritmo de control en donde el controlador analógico es remplazado con una fórmula la cual va a ser solucionado por la PC con un software adecuado.

3.2 Controlador de Tiempo Discreto PID

El regulador PID se puede realizar de diversas maneras con ayuda de una PC o con microprocesadores y su software.

En un regulador digital el software trabaja en tiempo discreto mientras el sistema físico de control trabaja en tiempo continuo. Con un tiempo discreto la

señal de control solo cambia en puntos del tiempo discretos por ejemplo una vez por segundo o en forma frecuente.

La medición de la señal es así mismo discreto porque se muestrea en unos puntos del tiempo ya establecidos.

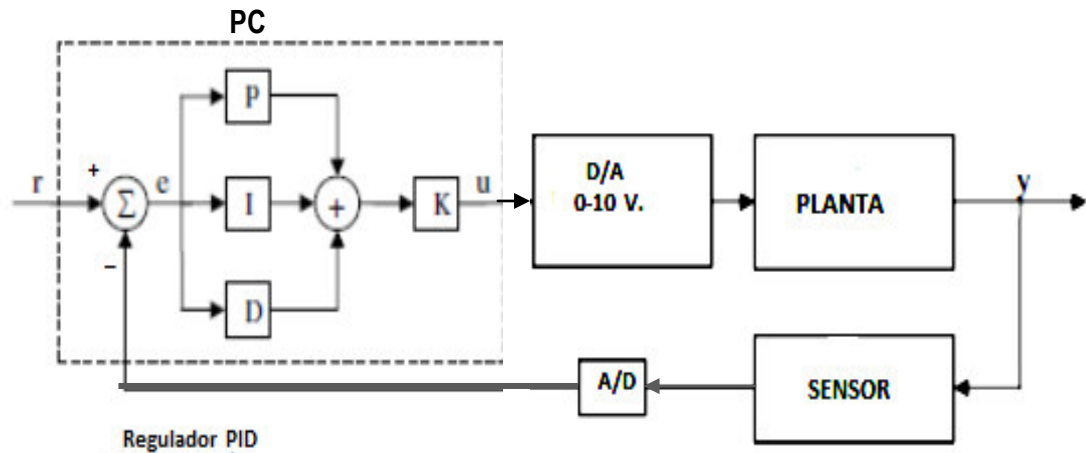


Fig.3.2 Control PID Digital.

3.3 Ejemplo de implementación de un Control Digital

Como una computadora tiene mucho poder de cómputo, el Ingeniero de Control puede implementar un algoritmo PID sin ningún problema.

Para desarrollar el Control Digital PID utilizamos el siguiente diagrama de bloques.

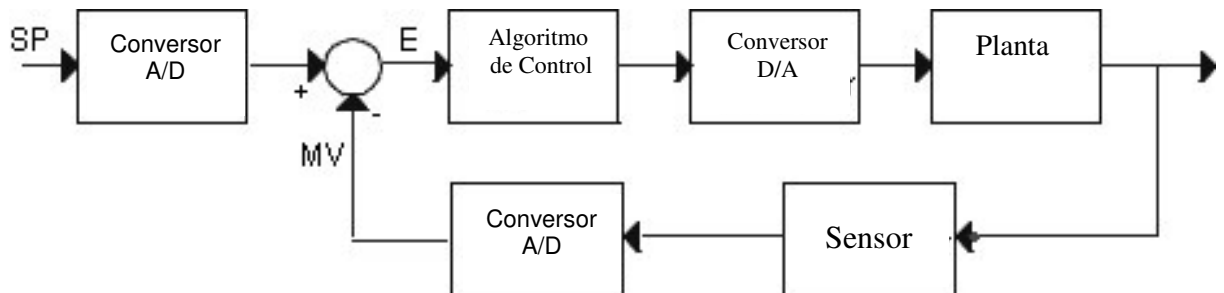


Fig. 3.3 Diagrama de bloques con sus conversores A/D y D/A.

El control algoritmo puede ser programado en lenguaje C y dependiendo del procesador y el lenguaje usado puede tomar de 10 microsegundos a 50 milisegundos procesar la información esto significa que hay un tiempo delay desde el momento de la entrada del error y la salida del controlador. Mientras se realiza el cálculo del algoritmo en la computadora dos cosas está pasando.

El tiempo de muestreo mínimo es igual al tiempo que toma el controlador en hacer su cálculo.

Si vamos hacer un muestreo de datos para un control proporcional el intervalo de tiempo de muestreo T_s tiene que ser menor comparado con el tiempo constante del proceso.

Como ejemplo vamos a diseñar la salida de un control proporcional.

Lectura del coeficiente de control proporcional K_p .

Sub rutina de inicio:

Calculo de SP (A/D)

Calculo de MV (A/D)

Calculo del error $E = SP - MV$

Calculo de la salida $Vo = K_p \times E$

Salida al D/A

Vamos a considerar un simple problema de control donde la temperatura por ejemplo de un horno necesita ser controlado. Una configuracion como la figura de arriba puede ser usado para el control de la temperatura con un subsistema A/D y un transductor. Un amplificador de potencia que controla una resistencia calorifica que esta colocado dentro del horno. Un sensor de temperatura monitorea la temperatura. Para simplificar si asumimos que a la salida del sensor de temperatura esta es amplificada a travez de un amplificador operacional en donde este tiene una salida lineal. La temperatura deseada (SP) se pone mediante un potenciómetro.

Los parametros de operacion son los siguientes:

SP potenciómetro	
Mínimo SP Salida	= 0 volt
Máximo SP Salida	= 5 volt
Temp Tx + Amplifier	
Volt de 0 grad. C	= 0 volt
Volt de 100 grad.C	= 5 volt

Rango de temperatura de la temperatura deseada.

Temperatura mínima	= 50 deg. C
Temperatura máxima	= 90 deg. C

Hay una variedad de tarjetas A/D, D/A que son aprovechables para la PC en resoluciones que van de 8 bits a 16 bits. Con una PC que tiene la ventaja de elegir el lenguaje de programación como C, Visual Basic, etc.

En la implementación del software los valores del SP y el MV serán leídos por la tarjeta A/D y será calculado el valor E.

Antes de implementar el control digital es esencial ver que el hardware sea el apropiado.

La adquisición de datos y la tarjeta de control la tarjeta de adquisición de datos elegida es genérica y tiene las siguientes características:

Un 12 bit A/D conversor con rango de 0 - 5 volt

Un multiplexor de 8 canales.

Un conversor de 12 bit D/A con rango de 0-5 volt.

Estos dispositivos están localizados en las siguientes I/O direcciones:

A/D Low Byte	200 H
A/D High Byte	201 H
A/D Status / Command	202 H
Multiplexer	203 H

D/A Low Byte 204 H

D/A High Byte 205 H

Para la conversión del A/D vamos a utilizar un muestreo de 55 ms.

3.3.1 Implementación del Algoritmo.

Tradicionalmente todos los cálculos puede ser llevado al valor de porcentaje.

$$= \frac{SP \text{ Temperatura} - MV \text{ Temperatura}}{Max \text{ Temperature} - Min \text{ Temperatura}} \times 100 \quad \text{Ec. 3.1}$$

El potenciómetro P1 provee la tensión de referencia del sistema de control como la operación deseada es de 50 a 90 grados entonces vamos a asumir que 0 volt. va a ser el valor deseado de 50 grados y el máximo 5 volt. lo ponemos en 90 grados.

Como nuestro conversor A/D tiene una resolución de 12 bit entonces su salida digital estará entre el rango de 0 a 4095 que es igual a $2^{12}-1$.

$$SP \text{ temperatura} = \frac{SP \text{ A/D salida}}{4095} \times (90 - 50) + 50 \text{ grad. C}$$

La salida del sensor de temperatura va de un rango de 0 a 5 volt. que corresponde al rango de temperatura de 0 grad. C a 100 grad. C.

SP y MV estos valores son calculados y sustituidos en la ecuación (3.3) y determina el porcentaje error.

Salida del controlador $V_o = K_p \times E$

Donde V_o = salida del controlador en volt.

$K_p = \text{coeficiente proporcional (\% salida del controlador / \% error)}$

El convertidor D/A tiene un rango de 0 – 5 volt. La salida del controlador es calculado y necesita ser escalado apropiadamente antes que pueda ser puesto en la salida del D/A. Primero se tiene que asegurar que la salida del controlador está entre el rango de 0 a 5 volt.

Entonces la conversión D/A va a ser:

$$\text{D/A dato de entrada} = \frac{V_o \times 4095}{5 \text{ volt}}$$

3.4 Tarjeta A/D y D/A.

La PC trabaja con señales digitales unos y ceros y el mundo real es análogo. Una noción análoga y digital se puede ilustrar con un reloj. Un reloj digital muestra el tiempo en cifras y el reloj con punteros nos muestra el tiempo en forma analógica. En el mundo físico necesitamos de sensores para medir las señales y para poder controlar necesitamos un interfase entre la computadora y el mundo análogo. Esto lo utilizamos en el área de los procesos industriales, centrales eléctricas, telecomunicaciones ,barcos y Aviones, autos y buses y el cuerpo humano.

Una PC también nos da la posibilidad de elegir el lenguaje de programación que más nos convenga.

3.4.1 Base teórica

Los circuitos de conversión D/A y A/D son accesibles en circuitos integrados de diferentes fabricantes son estos chips los que van hacer el trabajo en las tarjetas ISA AD/DA.

La adquisición de datos de la tarjeta de control que se alojara en el slot de la PC será el interface que se usara para el control digital.

3.4.2 A D / DA Tarjeta. Criterio de selección

La tarjeta de adquisición que se elegirá será de uso genérico con una alta precisión en la conversión con las siguientes características.

A/D

Soporte de 12 bit de conversión por canal.

Entrada de voltaje

Unipolar: 0 – 10 volt.

Bipolar: -10v a 10 volt.

Unipolar o bipolar seleccionable.

Método por aproximación sucesiva.

Tiempo de conversión 60 μ s. (cada canal).

I/O port adres: &H278-27F o &H2F8-2FF seleccionable.

D/A

Soporte de 12 bits en el canal.

Entrada de voltaje.

Unipolar: 0v a 9 v

Bipolar: -9v a 9v

Tiempo de ajuste actual 500 nsec.

3.4.3 I/O Tarjeta. Criterio de selección

La tarjeta input ouput programable contiene dos chips 8253, 8255.

El chip 8253 tiene las funciones timer/counter programable.

El chip 8255 tiene las funciones input/ouput programable.

Funciones de control programable I/O.

Hasta 48 I/O líneas.

Un máximo de 2 Mz en la velocidad de conteo.

Tres independientes contadores.

Soporte de diferentes modos de operación programable.

Dirección de puerto seleccionable.

CAPÍTULO IV

DISEÑO DEL CONTROL DEL MODELO PROPUESTO

4.1 Introducción

Con la siguiente configuración y teniendo un control PID podemos obtener la respuesta deseada.

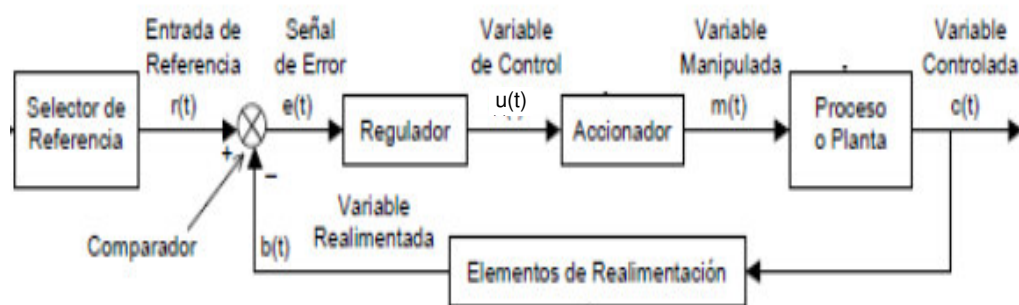


Fig.: 4.1 Diagrama de bloques general

4.2 Controlador PID

El controlador PID paralelo el cual está constituido por una etapa de acción de control proporcional, una etapa derivativa y una etapa integral. Se puede indicar que el controlador PID responde a la siguiente ecuación:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_d \frac{\partial e(t)}{\partial t} \quad \text{Ec. 4.1}$$

Donde u es la variable de control y e es el error de control de esta manera, la variable de control es una suma de tres términos: el término P, que es proporcional al error, el término I, que es proporcional a la integral del error, y el término D, que es proporcional a la derivada del error. Los parámetros del controlador son: la ganancia proporcional K , el tiempo integral T_i y el tiempo derivativo T_d .

En el dominio de la frecuencia la función Laplace de transferencia del controlador PID es el siguiente:

$$U(S) = Kp \left(1 + \frac{1}{T_i S} + T_d S \right) E(S) \quad \text{Ec. 4.2}$$

4.3 Diseño de un Modelo Matemático Mecánico.

Podemos tomar como ejemplo un modelo mecánico como analogía y los pasos a dar son los siguientes:

1. Representar el sistema físico en tiempo continuo en la forma de una ecuación diferencial.
2. Convertirlo en el dominio de Laplace(s).
3. Manipular la expresión usando el álgebra estándar y presentar el sistema en una forma estándar.
4. Convertir la expresión en el dominio del tiempo.
5. Calcular la salida en función del tiempo.

El Control de Posición de un objeto. Vamos a tener una masa que aplicándole una fuerza F va a tener un desplazamiento X .

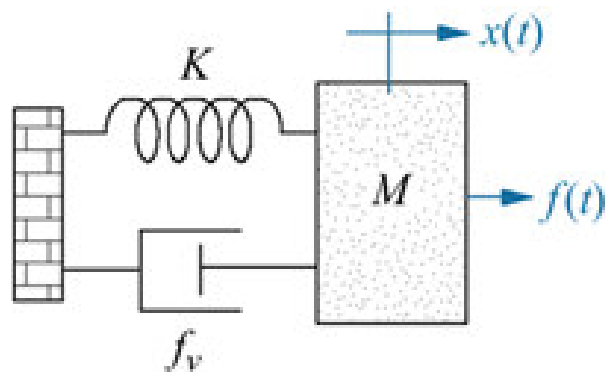


Fig. 4.2 Sistema mecánico.

El modelo de ecuación de este sistema es:

$$M \frac{d^2}{dt^2} x(t) + f_v \frac{d}{dt} x(t) + Kx(t) = f(t) \quad \text{Ec. 4.3}$$

Tomando la transformada de Laplace de la ecuación del modelo tenemos

$$Ms^2 X(s) + f_v sX(s) + X(s) = F(s) \quad \text{Ec. 4.4}$$

La función de transferencia entre el desplazamiento $X(s)$ y la entrada $F(s)$ tenemos:

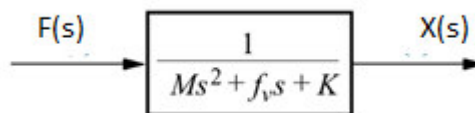


Fig. 4.3 Modelo Laplaciano

Como podemos ver $X(s)$ es el desplazamiento y $F(s)$ es la fuerza que se le aplica a la masa, esta sería el modelo de nuestra planta.

Analógicamente vamos a tener una ecuación similar como la siguiente en un circuito RLC.

Nota: Aquí presentamos el modelo matemático de un circuito RLC en donde vamos a obtener una ecuación diferencial.

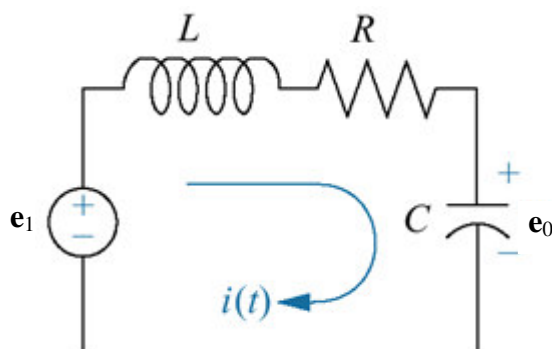


Fig. 4.4 Sistema eléctrico RLC.

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt = e_i$$

$$\frac{1}{C} \int i dt = e_o$$

$$LsI(s) + RI(s) + \frac{1}{C} \frac{1}{s} I(s) = E_i(s)$$

$$\frac{1}{C} \frac{1}{s} I(s) = E_o(s)$$

$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1}$$

Ec. 4.5

Siguiendo con nuestro análisis del modelo matemático si asumimos los siguientes valores:

$$m = 1\text{kg}; f_v = b = 10; k = 20 \text{ N/m}$$

Poniendo estos valores en la función de transferencia.

$$\frac{X(S)}{F(S)} = \frac{1}{ms^2 + bs + k}$$

Ec. 4.6

Tenemos:

$$\frac{X(S)}{F(S)} = \frac{1}{s^2 + 10s + 20}$$

Ec. 4.7

La finalidad de este ejemplo es demostrar como Kp, Ki, Kd contribuye a obtener una salida con los tiempos adecuados de respuesta.

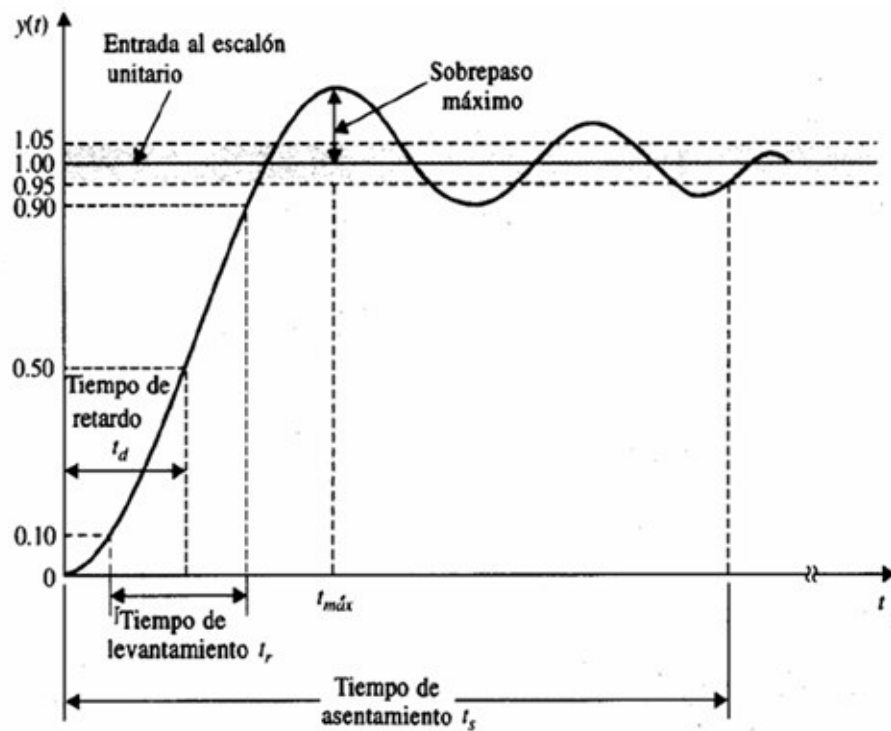


Fig. 4.5 Proceso de segundo orden con sobreenlogación.

Donde:

T_r = Tiempo de subida.

M_p = Sobre elongación.

T_s = Tiempo de establecimiento. (asentamiento)

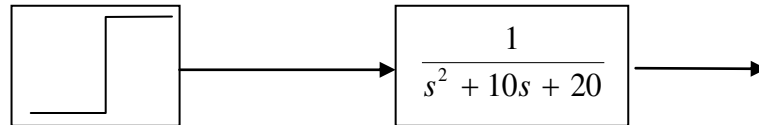
Respuesta al cambio de K_p , K_i y K_d lo podemos ver mejor en la siguiente

Tabla 4.1 Respuesta al cambio de K_p , K_i y K_d

Respuesta	Tiempo de Subida T_r	Sobreimpulso M_p	Tiempo de asentamiento T_s	Error de estado Variable
$\uparrow K_p$	Decrece	Incrementa	Pequeños cambios	Decrece
$\uparrow K_i$	Decrece	Incrementa	Incrementa	Elimina
$\uparrow K_d$	Pequeños cambios	Decrece	Decrece	Pequeños cambios

4.4 Sistema en lazo abierto

Analizando la ec.4.6 primero en lazo abierto y haciendo la simulación con MatLab. con una señal de entrada constante de valor 1.



Programa 4.1

```
num=1;  
den=[1 10 20];  
step(num,den)  
grid  
title('Escalón Lazo abierto')  
xlabel('tiempo ')  
ylabel('Desplazamiento (m)')  
Obtenemos la siguiente respuesta.
```

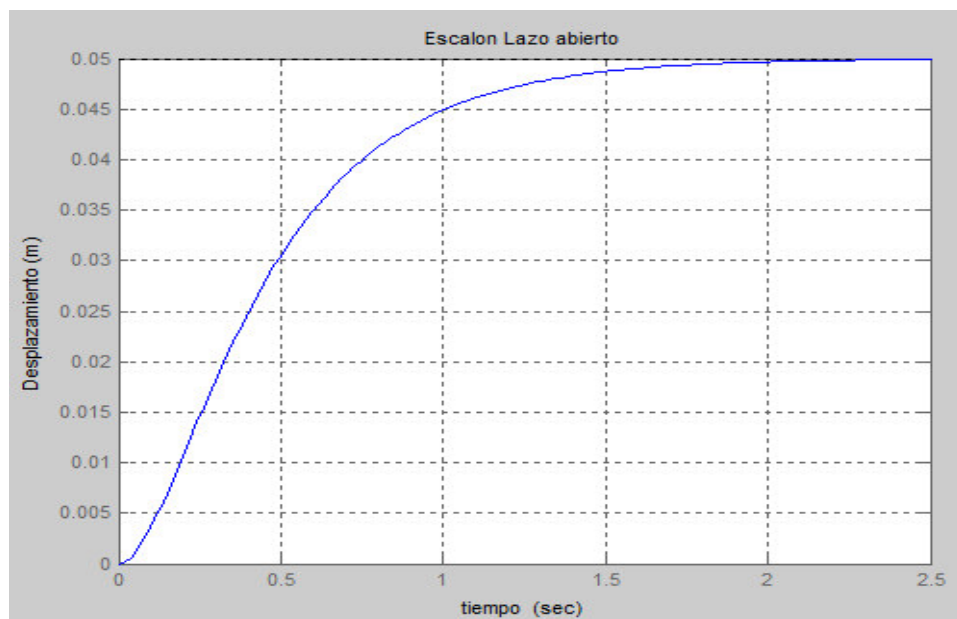


Fig. 4.6 Respuesta de salida en lazo abierto.

4.5 Análisis en un Sistema Realimentado

En un sistema realimentado vamos a tener los siguientes casos.

4.5. 1 Control Proporcional

El control proporcional K_p , reduce el tiempo de levantamiento, incrementa el sobre paso máximo, y reduce el steady-state error.

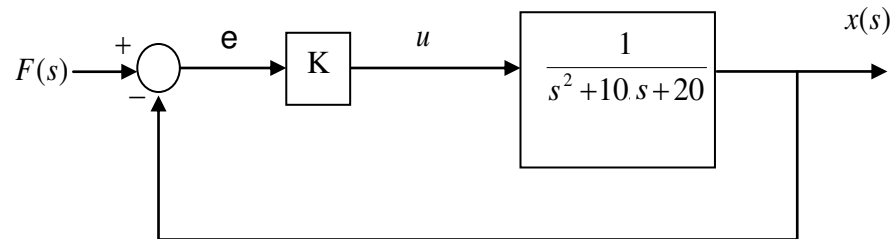


Fig. 4.7 Control proporcional.

Donde:

Control proporcional = K_p

Planta
$$G = \frac{1}{s^2 + 10s + 20}$$

La función de transferencia en lazo cerrado del sistema con un control proporcional es el siguiente:

$$G_c = \frac{FG}{1 + FG}$$

$$\frac{X(s)}{F(s)} = \frac{K_p}{s^2 + 10s + (20 + K_p)}$$

Si ponemos $K_p = 300$ y haciendo la simulación con Matlab con el siguiente programa donde la respuesta del control proporcional en lazo cerrado con entrada escalón va a ser:

Programa 4.2

```
Kp=300;  
  
num=[Kp];  
  
den=[1 10 20+Kp];  
step(num,den)  
grid  
title('Proporcional lazo cerrado')  
xlabel('tiempo ')  
ylabel('Desplazamiento (m)')
```

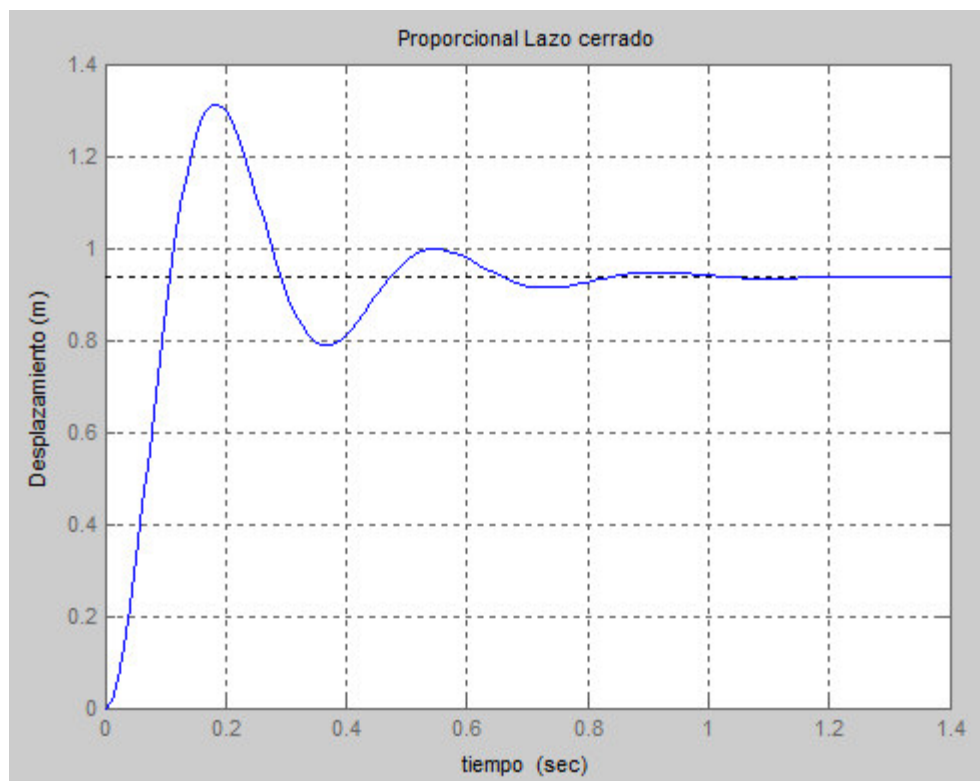


Fig. 4.8 Señal de salida del sistema con control proporcional

4.5.2 Control Proporcional Integral PI

Sistema en lazo cerrado

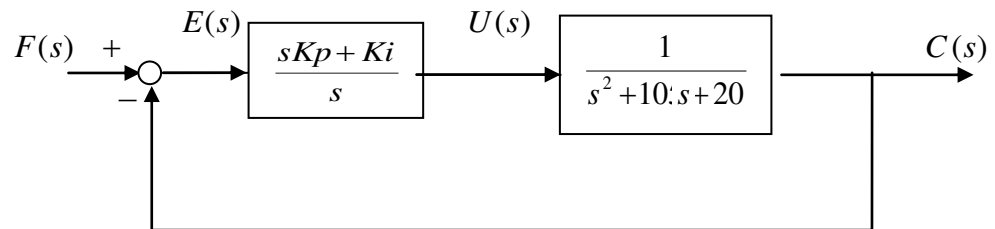
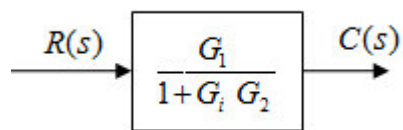
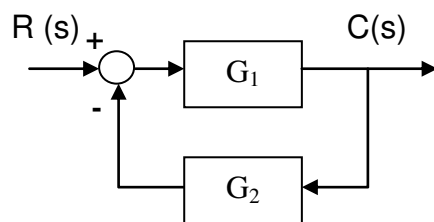


Fig. 4.9 Señal de salida del sistema con control PI.

Si:



$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G_1}{1 + G_1 G_2}$$

$$= \frac{s K_p + K_i}{s(s^2 + 10s + 20)}$$

$$\begin{aligned}
&= 1 + \frac{s K_p + K_i}{s(s^2 + 10s + 20)} \\
&= \frac{s K_p + K_i}{s(s^2 + 10s + 20) + s K_p + K_i} \\
&= \frac{s K_p + K_i}{s^3 + 10s^2 + 3(K_p + 20)s + K_i}
\end{aligned}$$

Entonces:

$$\frac{X(s)}{F(s)} = \frac{sK_p + K_i}{s^3 + 10s^2 + (20 + K_p)s + K_i} \quad \text{Ecuc. 4.8}$$

Simulando con Matlab.

Programa 4.3

```

% Control PI en lazo cerrado.
% Con entrada escalón.
Kp=30;
Ki=150;
num=[Kp];
den=[1 10 20+Kp Ki];
step(num,den)
grid
title('Proporcional integral en Lazo cerrado')
xlabel('tiempo ')
ylabel('Desplazamiento (m)')

```

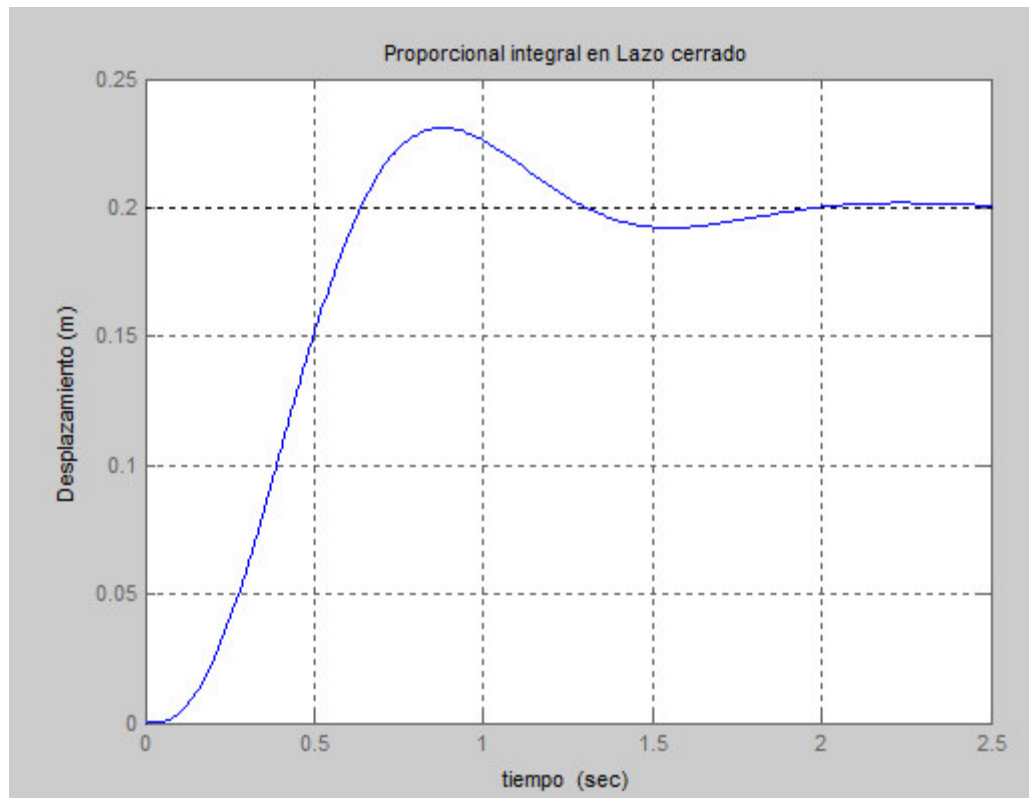


Fig. 4.10 Señal de salida con control PI.

4.6 ARQUITECTURA PROPUESTA

El sistema que vamos a desarrollar es el siguiente:

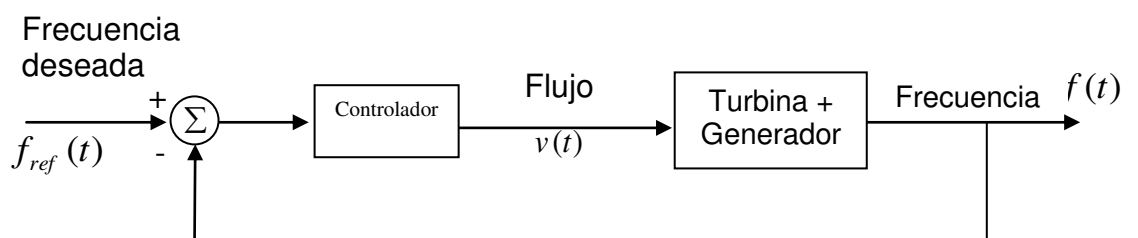


Fig. 4.11 Control de frecuencia de nuestro sistema

Naturalmente vemos que el flujo va ser proporcional a la diferencia entre la frecuencia deseada y la frecuencia real.

$$v(t) = V_o + K_p (f_{ref}(t) - f(t)) \quad \text{Ec. 4.9}$$

4.7 Estructura del Control de la Mini Central Hidroeléctrica.

La figura de abajo nos muestra el diagrama de bloques de un Sistema de Control para una Turbina Hidráulica y su generador.

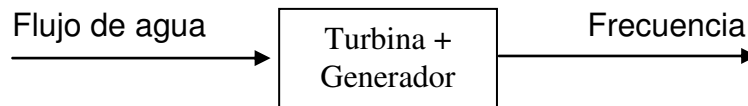


Fig. 4.12 Modelo de control de la turbina

4.8 Control del Sistema

En una planta hidroeléctrica que maneja una turbina y un generador que va a generar electricidad hacia la red. La velocidad de rotación de la turbina y el generador va a ser proporcional con la frecuencia. Cuando la carga desde la red cambia también lo hace la frecuencia para compensar esto debemos cambiar el caudal que va hacia la turbina.

El regulador que vamos a implementar va a ser un proporcional integral para llevar a cabo nuestro proyecto que es un Controlador de turbinas para pequeñas Centrales Hidroeléctricas.

Nosotros queremos mantener constante la velocidad de rotación del generador para tener una frecuencia constante.

Cuando la carga crece cambia la frecuencia en el generador teniendo una frecuencia menor y al lado de un invariable caudal la velocidad de rotación de la turbina disminuye. Nosotros podemos afirmar que la turbina y el generador es un sistema dinámico con el caudal como señal de entrada y la frecuencia como señal de salida. La carga viene a ser una perturbación donde se tiene que resolver el problema de regular la frecuencia.

Si se mide la carga y el caudal se puede saber más exactamente como el caudal influye en la frecuencia en diferentes valores de carga. En principio se puede hacer una tabla en la cual un caudal determinado nos va a dar una carga.

Es natural dejar que el flujo de agua sea proporcional a la diferencia entre la frecuencia deseada y la frecuencia real.

$$V(t) = V_o + K_p (f_{ref}(t) - f(t)) \quad \text{Ec. 4.10}$$

Cuando crece el flujo entonces la frecuencia baja lo cual es lógico. La realimentación se llama realimentación proporcional. Es fácil con este tipo de realimentación que el error de frecuencia disminuya.

Si la carga crece para un flujo normal entonces la frecuencia baja y cuando crece el flujo entonces crece la frecuencia, pero el error no se puede eliminar totalmente hasta que la f sea igual a la frecuencia de referencia.

Para hacer frente a este problema naturalmente tenemos que seguir haciendo crecer la señal de entrada hasta que se logre la frecuencia deseada. Esto significa que la señal de entrada contiene términos tanto proporcionales como integrales, $f_{ref}(t) - f(t)$

En el diagrama que se muestra abajo podemos ver cómo trabaja el control de flujo para diferentes cargas cuando tenemos un consumo de 10 kw necesitamos 20 l/s y cuando tenemos un consumo de 20kw vamos a necesitar un consumo de 40 l/s.

Control de Flujo

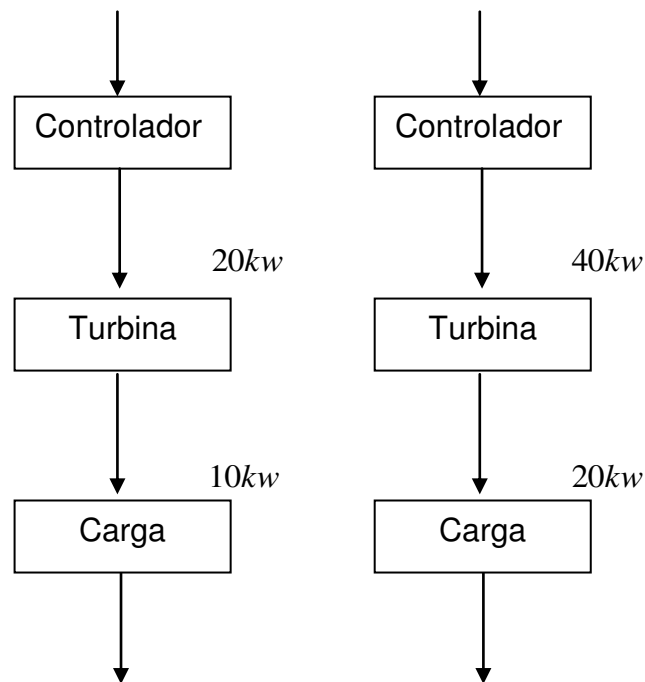


Fig. 4.13 Variación del flujo.

En el Control de una Mini Central Hidroeléctrica es el control del flujo apropiado que se debe tener para una velocidad deseada en la hydro turbina.

La potencia puede ser controlado, con el movimiento lineal de la válvula de agua el modelo basado del control de flujo es hecho especialmente para el Control Automático de Pequeñas Centrales Hidroeléctricas el modelo propuesto es usando un servomotor para el control del flujo controlando el desplazamiento lineal de la válvula de control.

En una hidroeléctrica el consumidor requiere que el voltaje y la frecuencia sea estable. Para mantener estos parámetros se requiere un control en el sistema. Si el voltaje es mantenido con el control de excitación del generador y la frecuencia es mantenida, eliminando la diferencia entre la demanda de la carga y la generación.

El esquema fundamental del sistema de control de velocidad para una Planta de Generación Hidroeléctrica es dado en la siguiente figura.

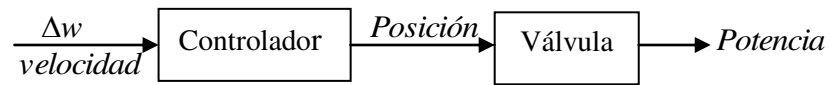


Fig. 4.14 Diagrama de bloques del sistema de posición.

Este es el sistema de control de velocidad para una Mini Planta Hidroeléctrica donde el problema de mantener constante la frecuencia es analizado en esta tesis.

El diagrama de bloques es propuesto para el control de la velocidad de una hidroturbina en donde la potencia puede ser controlada con un servo motor.

4.9 Controladores Convencionales

Los sistemas de control convencionales pueden ser clasificados como controlador mecánico hidráulico y electro hidráulico.

Los controladores mecánico hidráulicos son dispositivos sofisticados usados generalmente en grandes hidroeléctricas.

4.9.1 Modelo Propuesto

El esquema propuesto es una sola válvula de pistón que va a ser usado para regular el flujo del agua. La válvula va a proveer el control del flujo para generar la potencia en función de la carga. La válvula de control es basado en la continuidad del flujo de control. El servomotor es usado para operar esta válvula.

En la siguiente figura tenemos la arquitectura general diseñada en cascada.

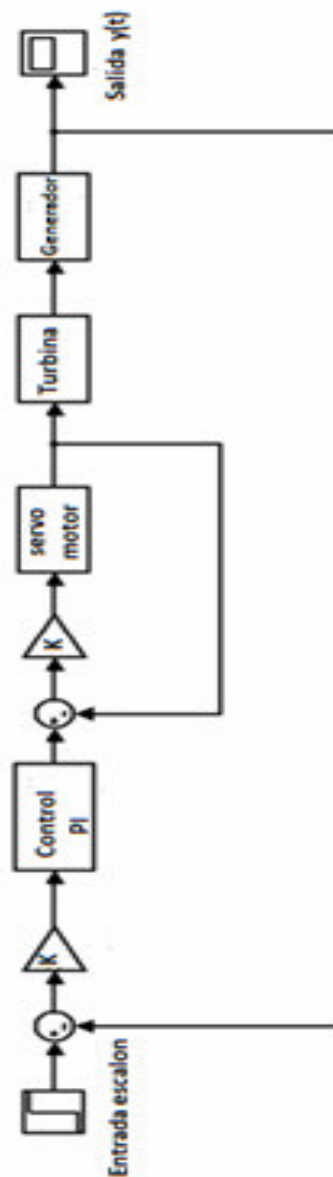


Fig. 4.15 Modelo del Sistema en Bloques

CAPÍTULO V

DESARROLLO DE LA ARQUITECTURA

La arquitectura que vamos a desarrollar es para controlar el flujo y así controlar la velocidad de la hidroturbina y su potencia. El modelo propuesto es usar un servomotor como control de flujo del agua, el servomotor será usado para operar la válvula que controlara el flujo.

He considerado usar un servomotor DC para este modelo, en el control de pequeñas y medianas centrales hidráulica. Así vamos a tener un diseño que requerirá menos mantenimiento y será menos caro que los controladores convencionales mecánicos, hidráulicos y electroneumáticos.

El sistema de control de la turbina completa puede ser dividido en tres principales componentes:

El controlador

El servo sistema

La turbina/generador

5.1 La Arquitectura en Cascada del Modelo Propuesto

La arquitectura siguiente es la propuesta para el control de una Minicentral Hidroeléctrica.

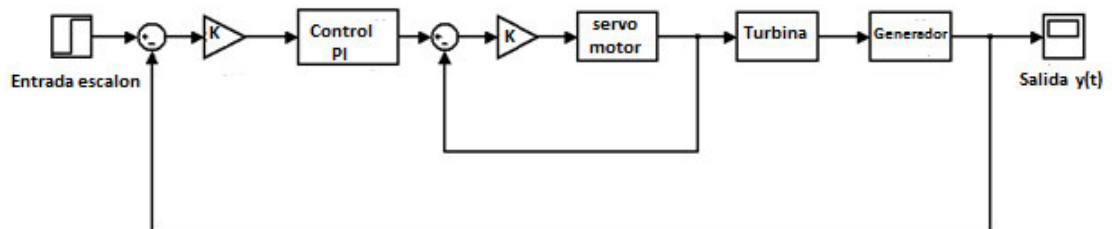


Fig. 5.1 Modelo de Control en Cascada de la M.C.H.

Funciones de transferencia:

$$\frac{1}{(1-sT_1)} \quad \text{Modelo de control eléctrico del servo.} \quad \text{Ec. 5.1}$$

$$\frac{1}{(1-sT_2)} \quad \text{Modelo de control mecánico del servo.} \quad \text{Ec. 5.2}$$

$$\frac{1-sT_w}{(1-0.5sT_w)} \quad \text{Modelo de control de la turbina.} \quad \text{Ec. 5.3}$$

$$\frac{K_p}{(1-sT_p)} \quad \text{Modelo de control de generador.} \quad \text{Ec. 5.4}$$

Este modelo nos permitirá controlar la frecuencia del generador en donde para una carga dada, se tendrá una entrada de flujo determinado a la turbina.

Para nuestro análisis nosotros hemos considerado el modelo de una Minicentral Hidroeléctrica, donde el servomotor regulara el 100% del flujo.

La función de transferencia del servomotor de nuestro controlador es el siguiente:

$$G(s) = \frac{1}{(1-sT_1)} \frac{1}{(1-sT_2)} \quad \text{Ec. 5.5}$$

Donde:

T_1 = tiempo constante mecánico.

T_2 = tiempo constante eléctrico.

5.2 Configuración en Cascada.

En el modelo mostrado estamos utilizando la estructura de un controlador en cascada como mostramos en la siguiente figura:

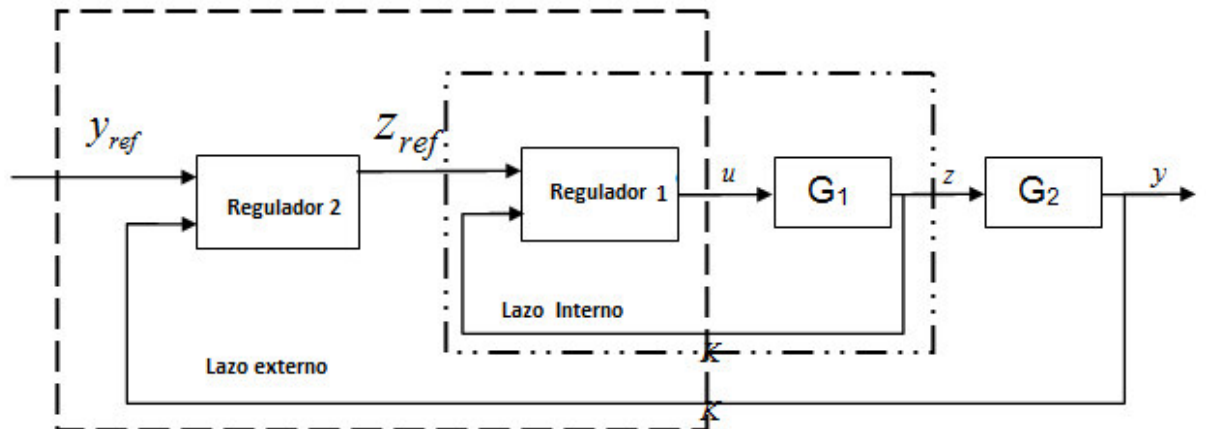


Fig. 5.2 Diagrama de bloques en cascada

Donde el lazo interno es el control de posición y el lazo externo es el controlador de la frecuencia del sistema.

5.3 Desarrollo del subsistema del control de posición

5.3.1 Lazo Interno

En este subsistema implementaremos el control de posición usando un controlador proporcional y el servomotor dc.

La respuesta de este sistema se simulara con una entrada escalón y después se implementara para demostrar su funcionamiento en forma real.

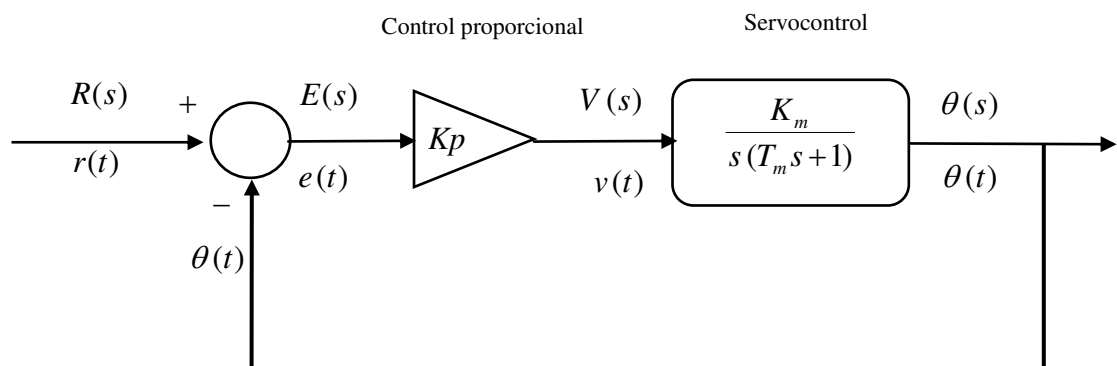


Fig. 5.3 Diagrama de bloques del sistema de control de posición en lazo cerrado de un servomotor dc

5.4 Análisis en Lazo Abierto del Servomotor DC.

5.4.1 Modelo del Servomotor en un Sistema de Segundo Orden

En el modelo del servomotor DC se va a utilizar un modelo de segundo orden en el cual hemos hecho cierta simplificación con la constante de tiempo.

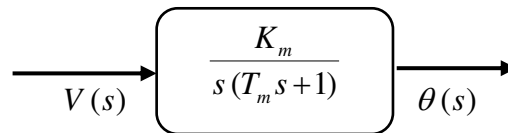


Fig. 5.4 Diagrama simplificado en lazo abierto del sistema del servomotor dc

Donde K_m es la ganancia neta del sistema y T_m es la constante de tiempo electromecánico del sistema. La salida $\Theta(s)$ es la variable Laplace de la posición angular y $V(s)$ es la variable Laplace de la entrada del voltaje del sistema.

El diagrama de Bode de la función de transferencia se muestra en el siguiente diagrama.

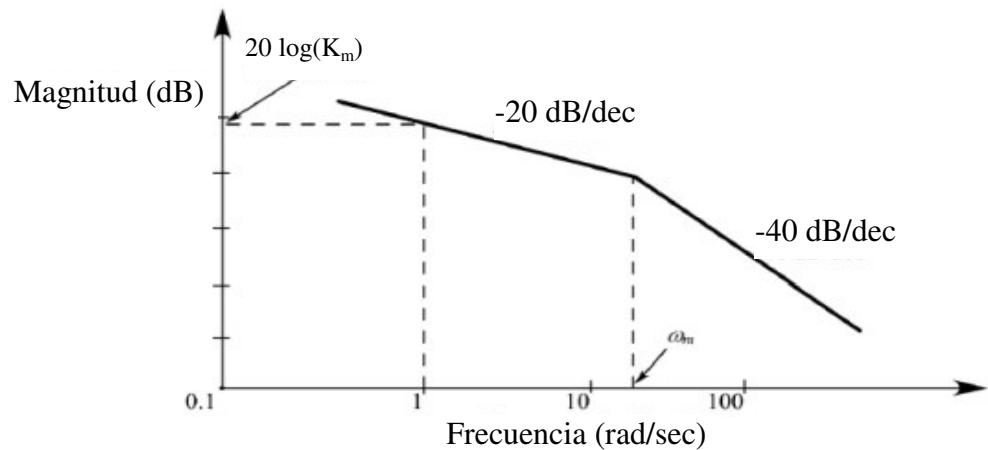


Fig. 5.5 Diagrama de Bode de la función de transferencia.

$$\frac{\theta(s)}{V(s)} = \frac{K_m}{(T_m s + 1)s} \quad \text{Ec. 5.6}$$

Vamos a tener un sistema de segundo orden con la siguiente función de transferencia.

$$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad \text{Ec. 5.7}$$

Donde: ω_n = frecuencia natural del sistema, es el punto de quiebre.

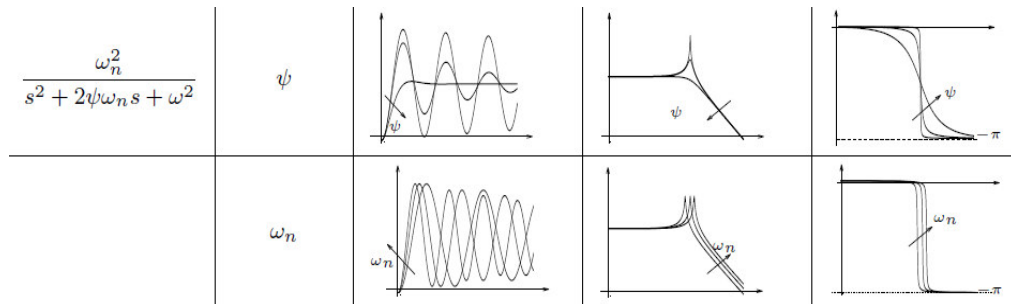


Fig.5.6 Variación del modelo en función de ω_n y ψ .

5.5 Análisis en Lazo Cerrado

El diagrama de bloques del sistema de control de posición en lazo cerrado mostrado en la fig. 5.3 su función de transferencia es la siguiente :

$$\frac{\theta(s)}{R(s)} = \frac{K_p K_m}{s^2 T_m + s + K_p K_m} \quad \text{Ec. 5.8}$$

Si tenemos una función de transferencia realimentada.

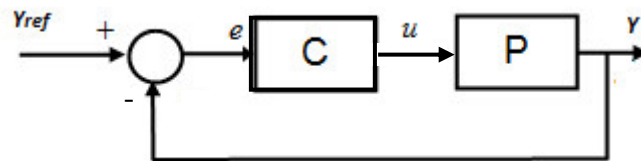


Fig. 5.7 Diagrama de bloques del servo.

Donde el servo motor es el bloque P:

$$P = \frac{K_m}{s(T_m s + 1)} \quad \text{Ec. 5.9}$$

El controlador proporcional K_p :

$$C = K_p$$

Calculo del circuito realimentado:

$$\frac{y}{y_{ref}} = \frac{PC}{1 + PC}$$

Reemplazando P y C tenemos:

$$\begin{aligned} &= \frac{\frac{K_m}{s(T_m s + 1)} K_p}{\frac{K_m}{s(T_m s + 1)} K_p} = \frac{K_m K_p}{s(T_m s + 1) + K_m K_p} \\ &= \frac{K_m K_p}{T_m s^2 + s + K_m K_p} \\ \frac{y}{y_{ref}} &= \frac{K_m K_p}{T_m s^2 + s + K_m K_p} \quad \text{Ec. 5.10} \end{aligned}$$

Reescribiendo la función de transferencia de segundo orden en forma estándar.

$$\frac{y}{y_{ref}} = \frac{\frac{K_m K_p}{T_m}}{s^2 + \frac{1}{T_m} s + \frac{K_m K_p}{T_m}} = \quad \text{Ec. 5.11}$$

Donde :

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_m K_p}{T_m}} \quad \text{Ec. 5.12} \quad \text{es la frecuencia natural del sistema.}$$

$$\xi = \frac{1}{2\sqrt{K_p K_m T_m}} \quad \text{Ec. 5.13} \quad \text{es el coeficiente de amortiguamiento.}$$

$$2\xi\omega_n = 2\xi\sqrt{\frac{K_m K_p}{T_m}} = \frac{1}{T_m}$$

$$= \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

5.5.1 Función de transferencia de segundo orden del lazo cerrado.

La magnitud de la respuesta de frecuencia y el ángulo de fase para este sistema de segundo orden es:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad \text{Ec. 5.14}$$

$$|G(j\omega)| = \frac{\omega_n^2}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + (2\xi\omega_n\omega)^2}} \quad \text{Ec. 5.15}$$

$$\angle G(j\omega) = \tan^{-1}\left(-\frac{2\xi\omega\omega_n}{\omega_n^2 - \omega^2}\right) \quad \text{Ec. 5.16}$$

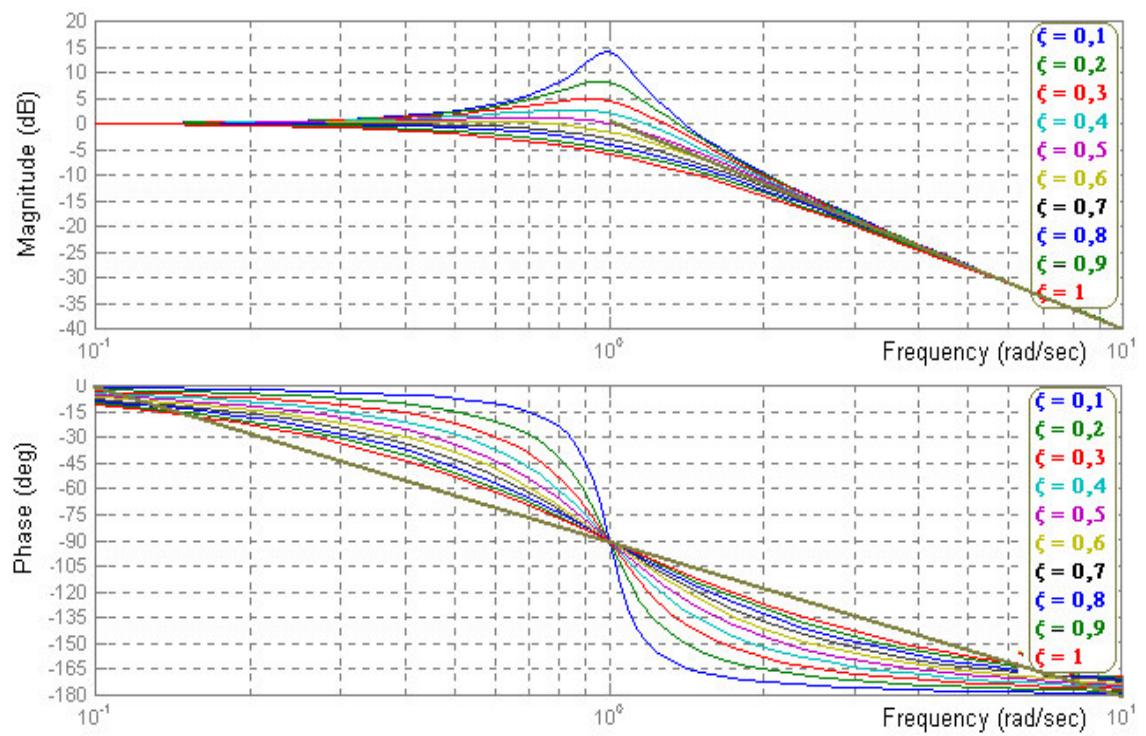


Fig. 5.8 Frecuencia de resonancia del sistema en lazo cerrado

La frecuencia en (rad/s) en que el sistema oscilara esta dado cuando $\zeta = 0$ y la respuesta a una entrada escalon es la siguiente figura:

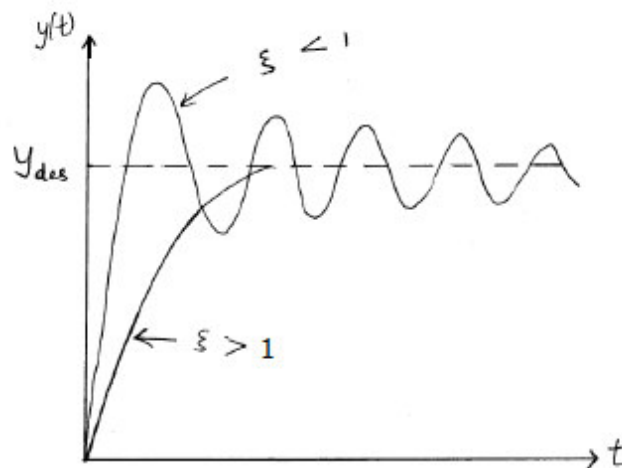


Fig. 5.9 Variacion de la señal de salida en funcion de ζ

5.5.2 Análisis de la función de transferencia de segundo orden

Considerando la función de transferencia estándar en la ecuación de segundo orden.

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad \text{Ec. 5.17}$$

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad \text{Ec. 5.18}$$

Las raíces del polinomio (polos del sistema) son:

$$s = -\xi\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\xi^2 - 1} \quad \text{Ecuc. 5.5.5}$$

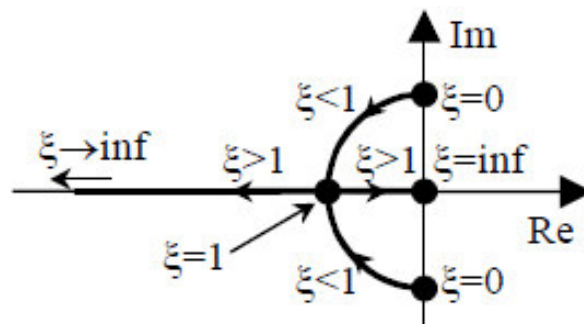


Fig. 5.10 Variación de las raíces en el plano imaginario

Caso 1. Sistema sub amortiguado

Si $0 < \xi < 1$ Los polos son estables y complejos conjugados.

$$s = -\xi\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\xi^2 - 1}$$

$$\sigma = \xi\omega_n \quad \text{Ec. 5.19}$$

$$\omega_d = \omega_n \cdot \sqrt{1 - \xi^2}$$

Ec. 5.20

$$s_{1,2} = -\sigma \pm j \cdot \omega_d$$

Ec. 5.21

ω_d = Frecuencia amortiguada.

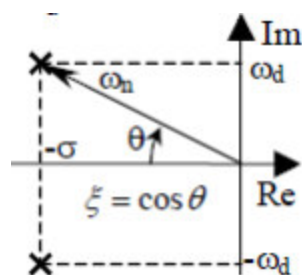


Fig. 5.11 Lugar de las raíces

Caso 2. Sistema críticamente amortiguado.

Si $\xi = 1$ Los polos son reales e iguales.

Una raíz doble.

$$s_{1,2} = -\sigma = -\omega_n$$

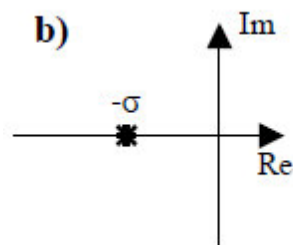


Fig. 5.12 Ploteo de los polos.

Caso 3. Sistema sobre amortiguado.

Si $\xi > 1$ ambos polos son reales y estables.

$$s_{1,2} = -\sigma \pm \omega_n \cdot \sqrt{\xi^2 - 1} \quad \text{Ec. 5.22}$$

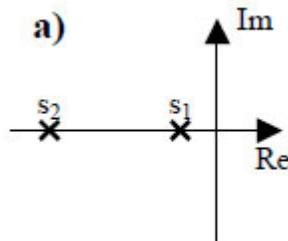


Fig. 5.13 Ploteo de los polos cuando $\xi > 1$.

Caso 4. Sistema sin amortiguamiento.

Si $\xi = 0$; dos raíces imaginarias puras.

$$s_{1,2} = \pm j \cdot \omega_d = \pm j \cdot \omega_n$$

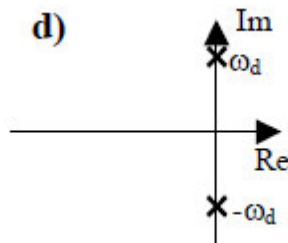


Fig. 5.14 Ploteo de las raíces imaginarias.

Los 4 casos vamos a tener graficado:

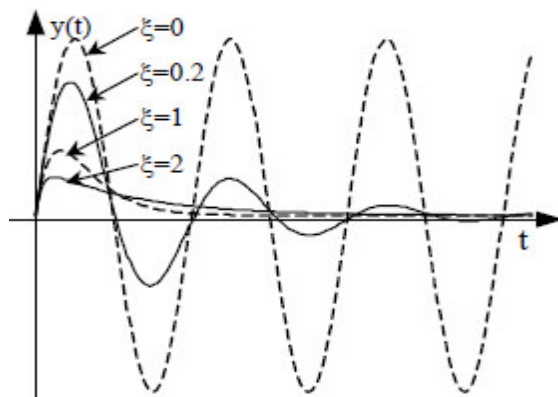
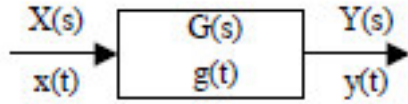


Fig. 5.15 Señal de salida para diferentes valores de ξ .

Si se tiene:



Del caso 3 Sobreamortiguado.

$$\xi > 1 \quad G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

$$= \frac{K}{(s+a)(s+b)}$$

Si :

$$Y(s) = G(s) Y_{\text{des}}(s)$$

$$Y_{\text{ref}}(s) = \frac{y_0}{s}$$

Entonces:

$$Y(s) = \frac{K}{s(s+a)(s+b)} = \frac{y_0}{s} + \frac{B}{s+a} + \frac{C}{s+b} \quad \text{Ec. 5.23}$$

$$Y(t) = y_0 + B e^{-at} + C e^{-bt}$$

Aquí la respuesta es no oscilatoria y por lo tanto no hay sobreenlogacion.

Del caso 1 Subamortiguado.

$$0 < \xi < 1$$

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

$$= \frac{\omega_n^2}{(s + \xi \omega_n)^2 + \omega_n^2 (\xi^2 - 1)}$$

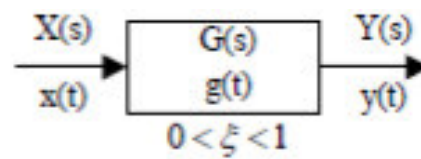
Notamos:

$$\mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{\omega^2}{(s + a)^2 + \omega^2} \right\} = e^{-at} \cos(\omega t)$$

$$\mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{s + a}{(s + a)^2 + \omega^2} \right\} = e^{-at} \sin(\omega t)$$

Aquí la respuesta es oscilatoria y por lo tanto hay sobreoscilación.

Teniendo el sistema de segundo orden cuando hay sobreoscilación:



$$M_p = e^{\frac{-\pi \cdot \xi}{\sqrt{1 - \xi^2}}} \cdot 100[\%]$$

Tiempo de subida:

$$t_r = \frac{\pi - \theta}{\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}} = \frac{\pi - \theta}{\omega_d}$$

Tiempo de pico:

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}} = \frac{\pi}{\omega_d}$$

Tiempo de establecimiento:

$$t_s = \frac{\pi}{\xi \cdot \omega_n} = \frac{\pi}{\sigma} \text{ (aprox.)}$$

Tiempo de retardo:

$$t_p = \frac{1 + \frac{\xi}{\sqrt{2}}}{\omega_n} \text{ (aprox.)}$$

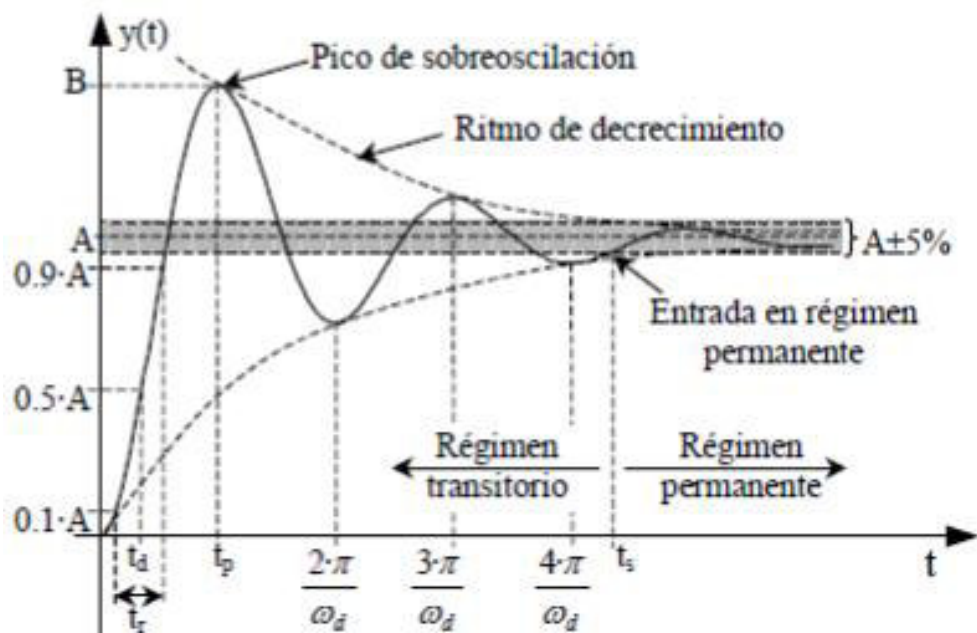


Fig. 5.16 Valores de la señal de salida de sobreoscilacion.

Si tenemos una sobre elongacion M_p con control proporcional P.

$$\frac{y}{y_{ref}} = \frac{\frac{K_m K_p}{T_m}}{s^2 + \frac{1}{T_m}s + \frac{K_m K_p}{T_m}}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_m K_p}{T_m}}$$

$$2\xi\omega_n = 2\xi\sqrt{\frac{K_m K_p}{T_m}} = \frac{1}{T_m}$$

$$\Rightarrow \xi = \frac{1}{2\sqrt{K_p K_m T_m}}$$

$$= \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

Necesitamos elegir :

$\xi = 1$ para un critico damping.

$$\frac{1}{2\sqrt{K_p K_m T_m}} = 1 \Rightarrow K_p = \frac{1}{4 K_m T_m}$$

La ganancia para un critico damping es:

$$K_p = \frac{1}{4 K_m T_m}$$

Ec. 5.24

Para un adecuado damping que asegure un no overshoot:

$$K_p \leq \frac{1}{4 K_m T_m}$$

Pequeños K_p aseguran no overshoot pero conduce a una lenta respuesta y un bajo ancho de banda.

Del caso 4.

Frecuencia natural y de resonancia.

La frecuencia natural es la frecuencia (en rad/s) en que el sistema oscilará cuando este $\zeta = 0$.

Para un buen ancho de banda tenemos que tener:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_p K_m}{T_m}} \quad \text{Ec. 5.25}$$

Entonces K_p necesita ser grande.

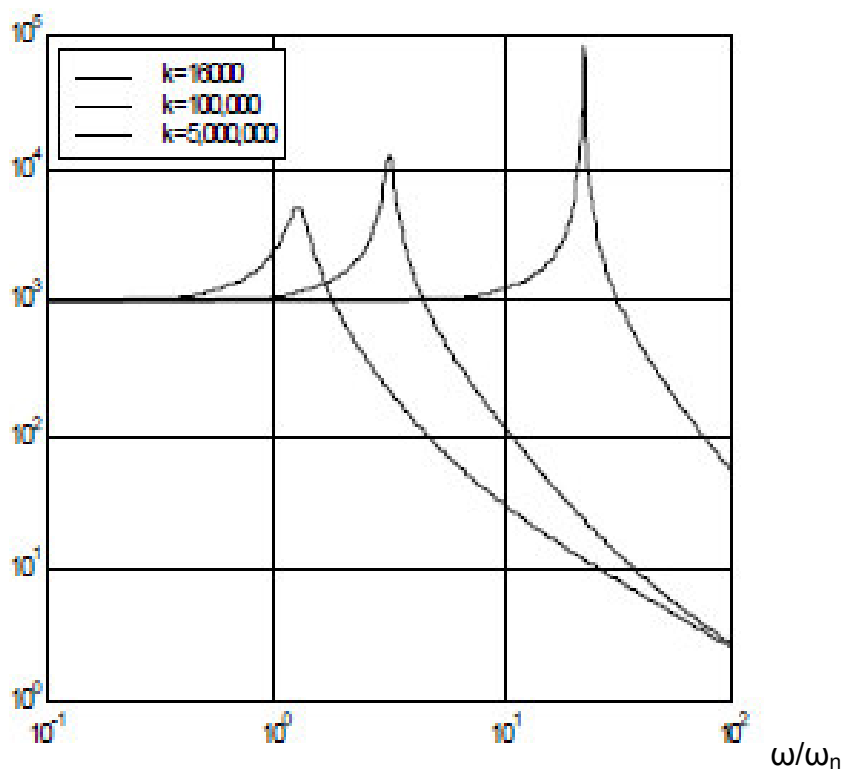


Fig. 5.17 Respuesta para diferentes valores de K .

5.6 Respuesta Escalón

Dependiendo de los parámetros del sistema y de la ganancia del controlador que nosotros usamos la respuesta escalón podría ser oscilatoria (bajo amortiguamiento), crítico amortiguamiento o sobre amortiguamiento.

Caso críticamente amortiguado $\xi = 1$

Condición de amortiguamiento crítico.

Para el amortiguamiento crítico, el denominador de la función de transferencia en lazo cerrado deben tener igual raíces. Las raíces serán iguales si y solo si:

$$1 - 4 K_p K_m T_m = 0$$

o

$$K_p = \frac{1}{4 K_m T_m}$$

Ec. 5.26

5.6.1 Respuesta escalón usando Matlab

Nosotros podemos simular la respuesta escalón usando Matlab para esto trabajaremos con las siguientes líneas de código y teniendo los valores de K_m , K_p y T_m .

$$\frac{y}{y_{ref}} = \frac{K_m K_p}{T_m s^2 + s + K_m K_p}$$

Ec. 5.27

Programa en Matlab respuesta escalón.

```
Numerador = Kp * Km;  
Denominador = [Tm 1 Kp * Km];  
sys = tf (numerador, denominador);  
step (sys);  
(donde tf es la transferencia de la función escalón).
```

Considerando el sistema de segundo orden en la forma dada arriba con:

$$K_m = 10$$

$$T_m = 0.25$$

Entonces:

$$K_p = 1/(4 K_m T_m) = 0.1$$

$$K_p = 0.1$$

Es el valor que obtenemos para un caso crítico amortiguamiento $\xi = 1$

5.6.2 Respuesta escalon para un caso criticamente amortiguado.

Para $\xi = 1$

Para una respuesta escalón se va a tener un caso critico de amortiguamiento.

vamos a tener

$$\xi = \frac{1}{2\sqrt{K_p K_m T_m}} \quad \text{Ec. 5.28}$$

vamos a elegir $\xi = 1$ para un amortiguamiento critico entonces vamos a tener:

$$\frac{1}{2\sqrt{K_p K_m T_m}} = 1 \Rightarrow K_p = \frac{1}{4 K_m T_m}$$

Como:

$$K_m = 10$$

$$T_m = 0.25$$

$$K_p = K_p^{cr} = 1/(4K_m T_m) = 0.1$$

$$K_p = 0.1$$

$$\frac{\theta(s)}{R(s)} = \frac{K_p K_m}{s^2 T_m + s + K_p K_m}$$

$$\frac{\theta(s)}{R(s)} = \frac{1}{0.25 s^2 + s + 1}$$

Ec. 5.29

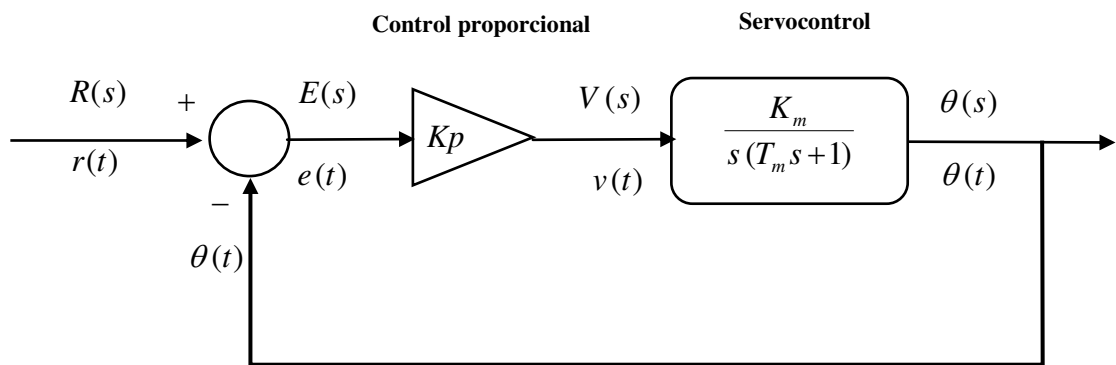


Fig.5.18 Control del servo DC

$$\frac{\theta(s)}{R(s)} = \frac{K_p K_m}{s^2 T_m + s + K_p K_m}$$

Entonces:

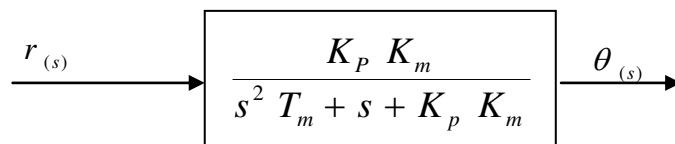


Fig. 5.19 Función de transferencia del servo motor

Desarrollando el programa con Matlab

Prog. 5.1

```
%  $\xi = 1$   
Km = 10;  
Tm = 0.25;  
Kp = 0.1;  
Numerador = Kp*Km;  
Denominador = [Tm 1 Kp*Km];  
Sys = tf (Numerador, denominador);  
Step (sys);
```

Caso críticamente amortiguado:

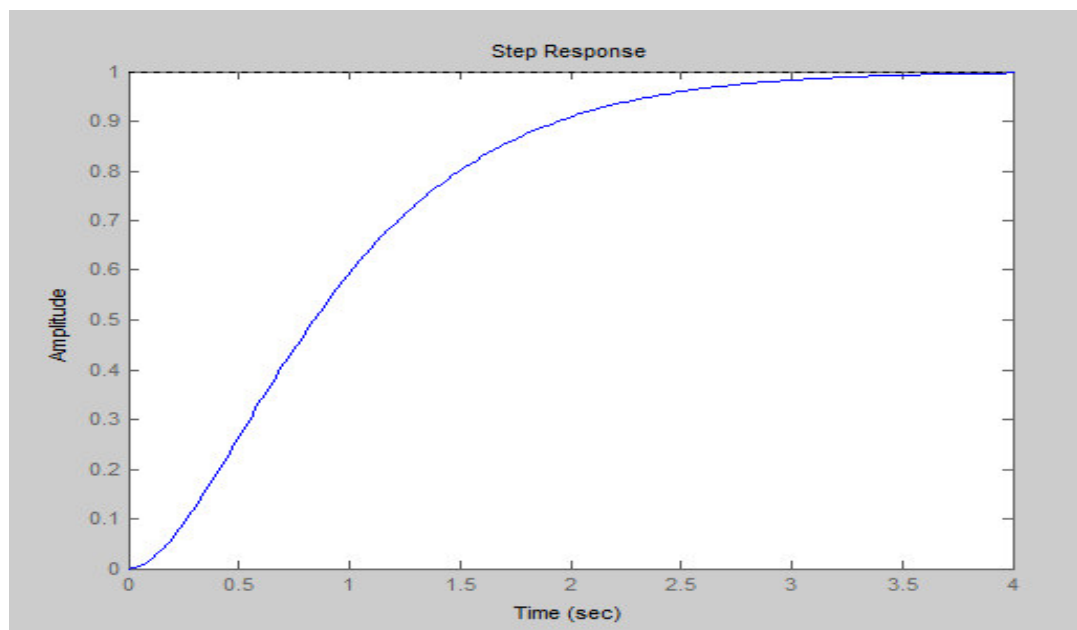


Fig. 5.20 Respuesta escalón en un caso críticamente amortiguado

5.6.3 Respuesta escalón para un caso subamortiguado

Para $\xi < 1$

Si $\xi = 0.3$; $K_m = 10$; $T_m = 0.25$

$$\text{Como: } \xi = \frac{1}{2\sqrt{k_p \cdot K_m \cdot T_m}}$$

Calculando K_p

$$(0.3)^2 = \frac{1}{4(K_p \cdot K_m \cdot T_m)}$$

$$K_p = \frac{1}{K_m \cdot T_m \cdot 4 \cdot (0.3)^2}$$

$$K_p = \frac{1}{2.5 \times 4 \times 0.09} = \frac{1}{0.9} = 1.1$$

$$K_p = 1.1$$

$$\frac{\theta(s)}{R(s)} = \frac{K_p K_m}{s^2 T_m + s + K_p K_m}$$

$$\frac{\theta(s)}{R(s)} = \frac{11}{0.25s^2 + s + 4}$$

$$G(s) = \frac{43.9}{s^2 + 3.97s + 43.9}$$

Realizando el programa en Matlab.

Prog. 5.2

$K_m = 10;$

$T_m = 0.25;$

$K_p = 1.1;$

Numerator = $K_p \cdot K_m;$

Denominator = $[T_m \ 1 \ K_p \cdot K_m];$

sys = tf (Numerator , denominator);

Step(sys)

Caso subamortiguado

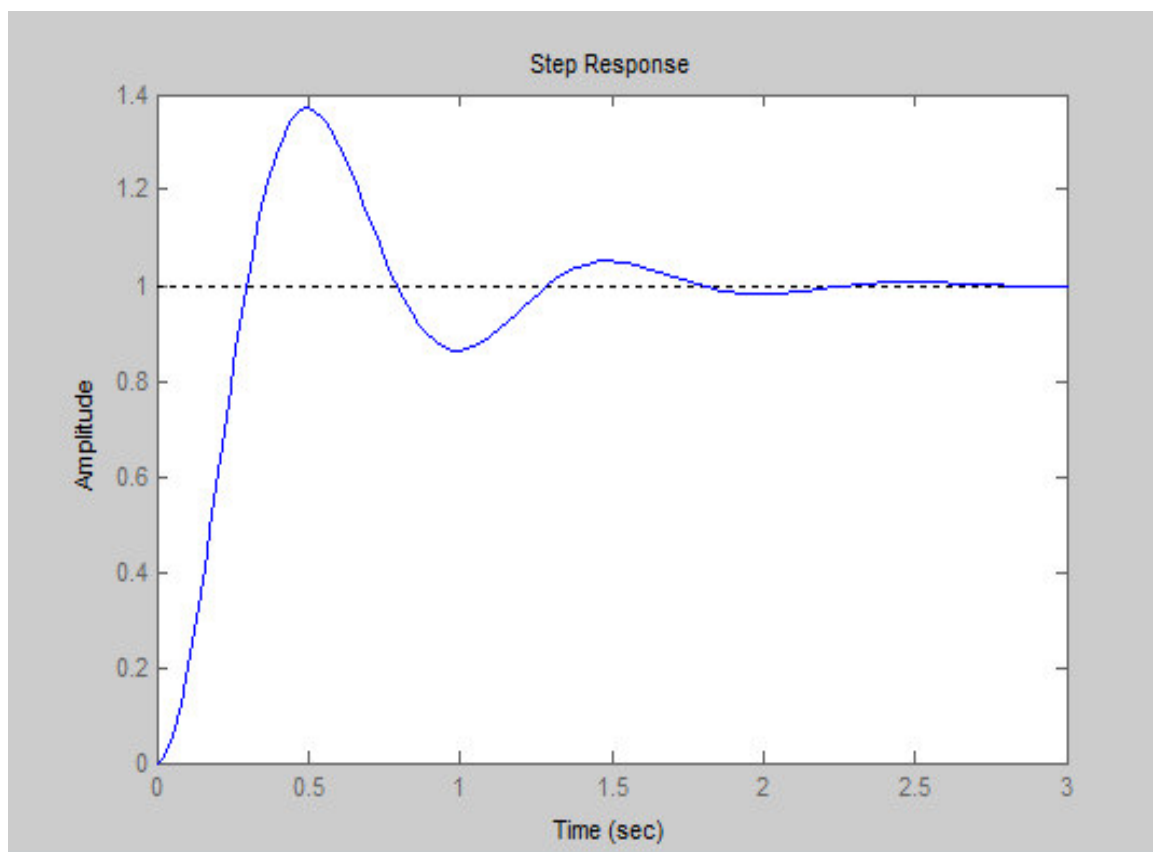


Fig. 5.21 Respuesta escalón para un caso subamortiguado

5.6.4 Respuesta escalón de un caso sobreamortiguado.

Para $\xi > 1$

Caso sobreamortiguado

$$\xi = 1.1$$

Prog. 5.3

$$K_p = 0.08$$

$$K_m = 10;$$

$$T_m = 0.25;$$

$$K_p = 0.08;$$

$$\text{Numerador} = K_p * K_m;$$

$$\text{Denominator} = [T_m \ 1 \ K_p * K_m];$$

$$\text{Sys} = \text{tf}(\text{Numerador}, \text{Denominator});$$

$$\text{Step}(\text{sys})$$

Caso sobreamortiguado

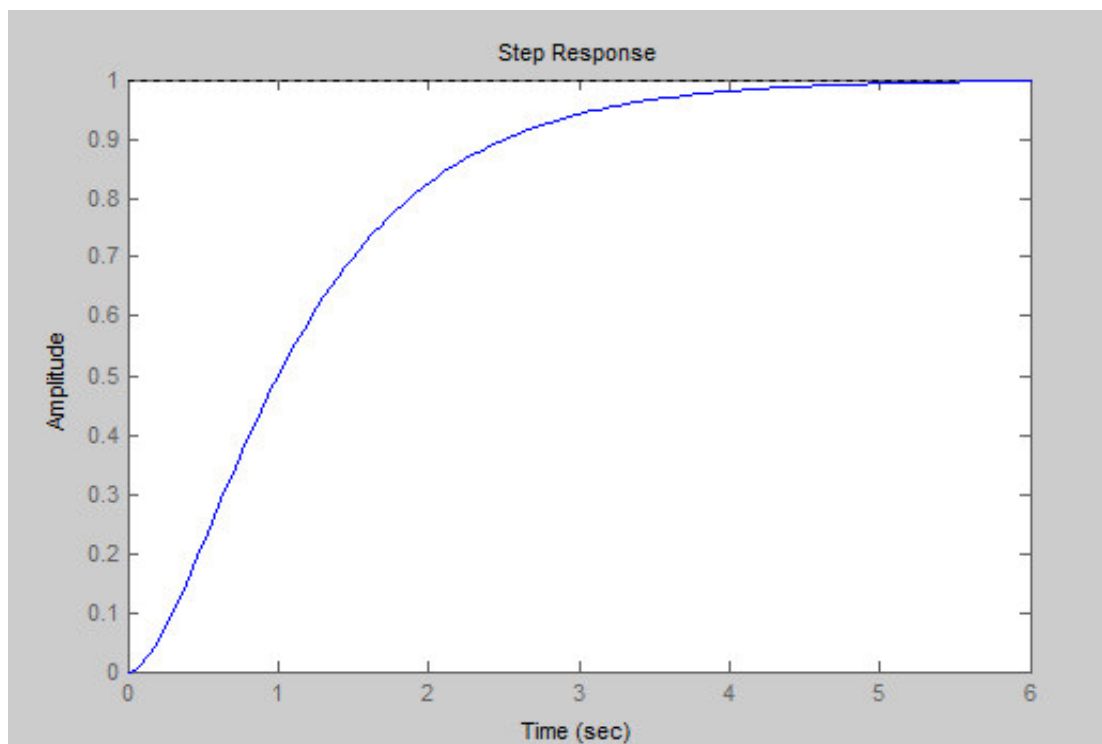


Fig. 5.22 Respuesta escalón para un caso sobreamortiguado

5.7 Cálculo del lugar de las raíces

5.7.1 Cálculo de las raíces para $\xi < 1$.

Para : $\xi < 1$

$$\xi = 0.3$$

Prog. 5.4

$$K_p = 1.1$$

$$K_m = 10;$$

$$T_m = 0.25;$$

$$K_p = 1.1;$$

$$\text{Numerador} = K_p \cdot K_m;$$

$$\text{Denominador} = [T_m \ 1 \ K_p \cdot K_m];$$

$$\text{Sys} = \text{tf}(\text{Numerador}, \text{denominator});$$

$$\text{rlocus}(\text{sys})$$

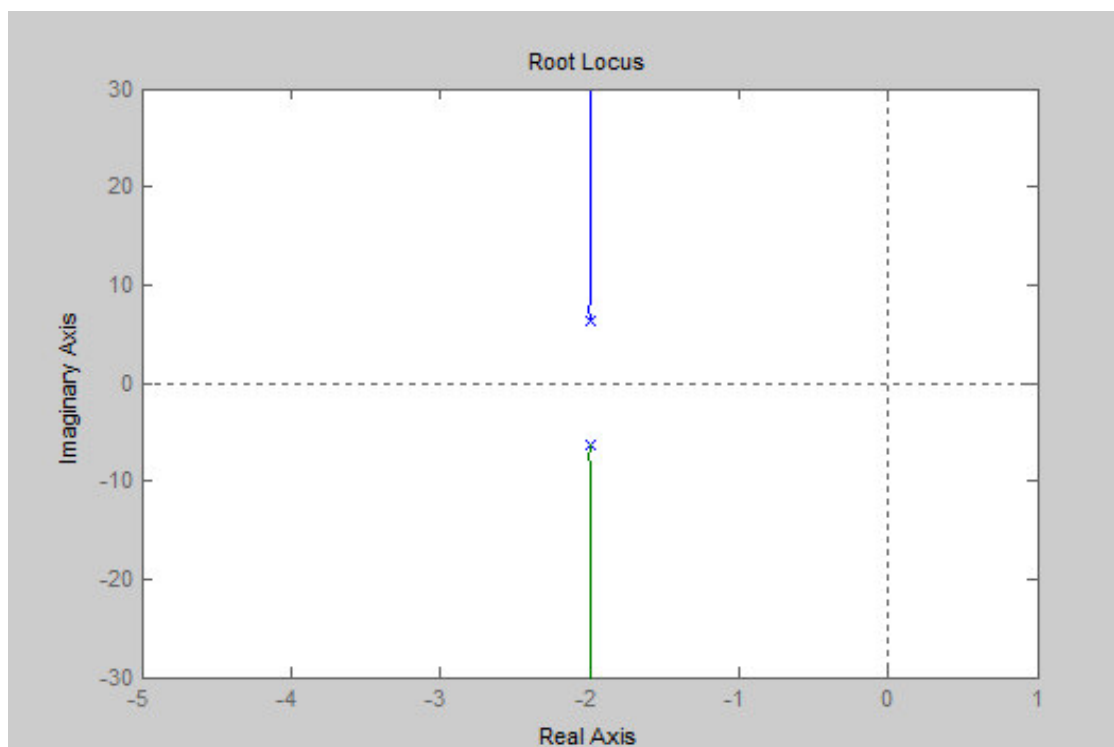


Fig. 5.23 Lugar de las raíces para $\xi < 1$

5.7.2 Cálculo del lugar de las raíces para $\xi > 1$

Para: $\xi > 1$

Si $\xi = 1.1$

Prog. 5.5

$K_p = 0.08$

$K_m = 10$;

$T_m = 0.25$;

$K_p = 0.08$;

Numerador = $K_p \cdot K_m$;

Denominador = $[T_m \ 1 \ K_p \cdot K_m]$;

Sys = tf(Numerador , Denominator);

rlocus(Sys)

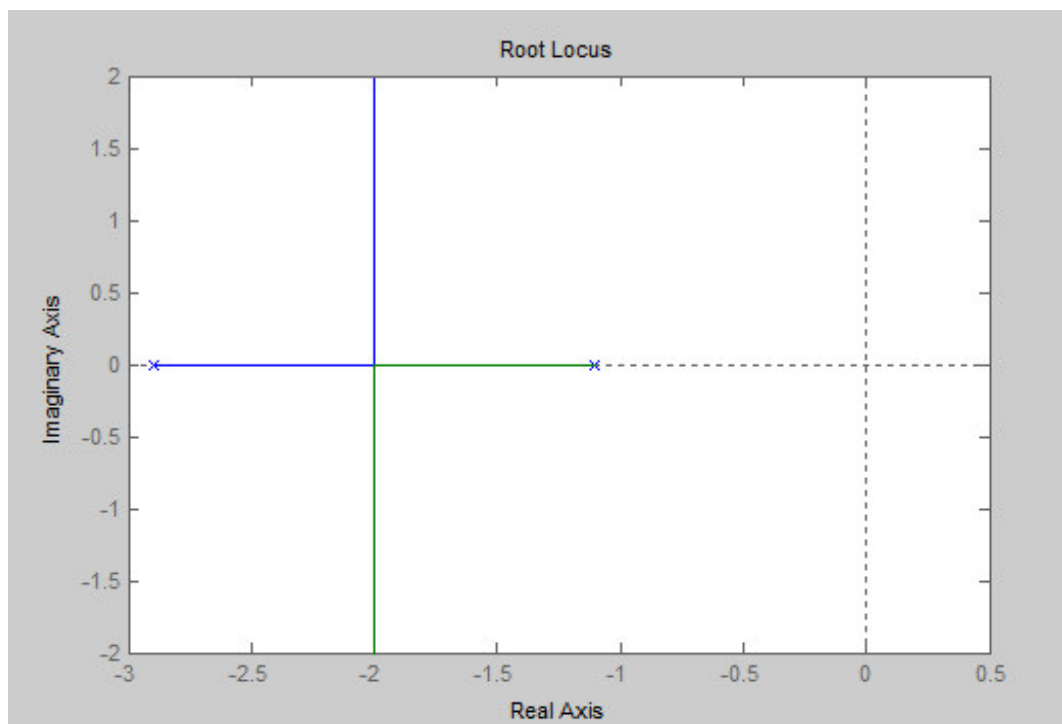


Fig. 5.24 Lugar de las raíces para $\xi > 1$.

5.7.3 Cálculo del lugar de las raíces para $\xi = 1$

Para : $\xi = 1$

Prog. 5.6

$K_p = 0.1$

$K_m = 10;$

$T_m = 0.25;$

$K_p = 0.1;$

Numerador = $K_p \cdot K_m;$

Denominador = $[T_m \ 1 \ K_p \cdot K_m];$

$\text{Sys} = \text{tf}(\text{numerator}, \text{denominator});$

$\text{rlocus}(\text{sys})$

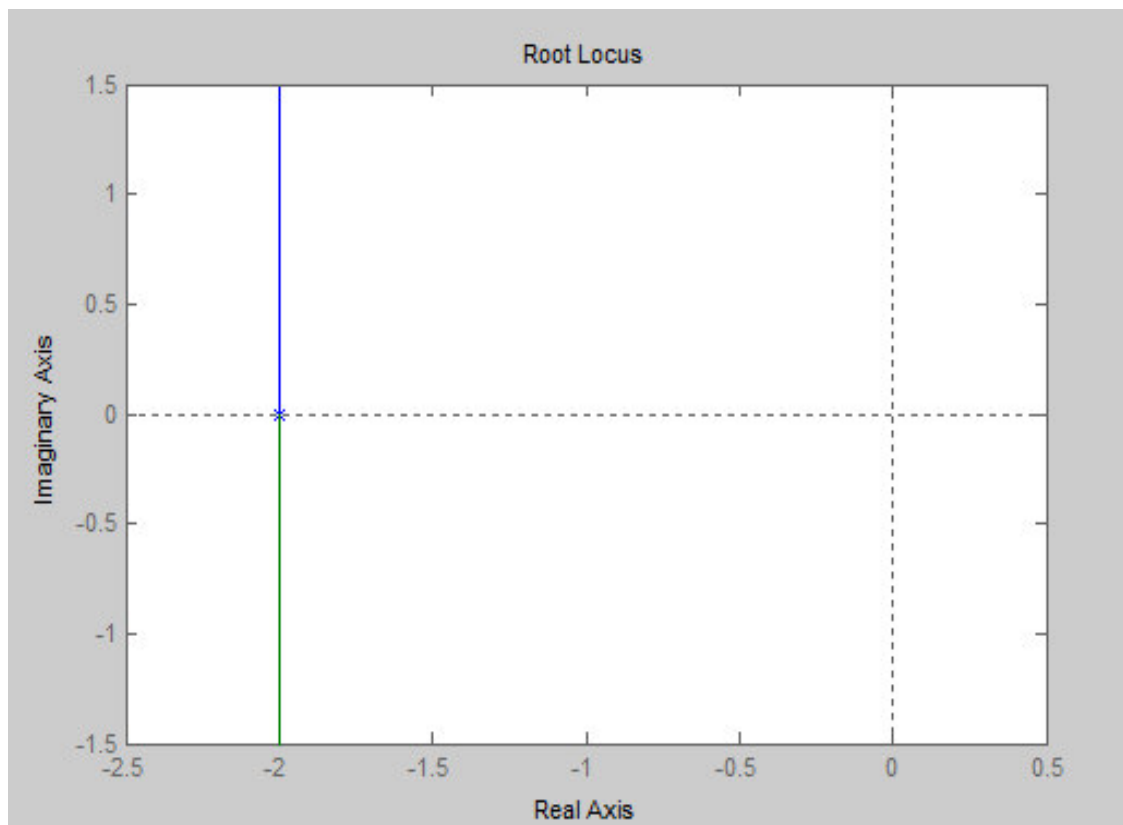


Fig. 5.25 Lugar de las raíces para $\xi = 1$

5.8 Análisis Frecuencial

5.8.1 Cálculo de la frecuencia de Bode para $\xi = 1$

Para $\xi = 1$

Prog. 5.7

$K_m = 10$;

$T_m = 0.25$;

$K_p = 0.1$;

Numerador = $K_p \cdot K_m$;

Denominador = $[T_m \ 1 \ K_p \cdot K_m]$;

sys = tf(numerator, denominator);

bode(sys)

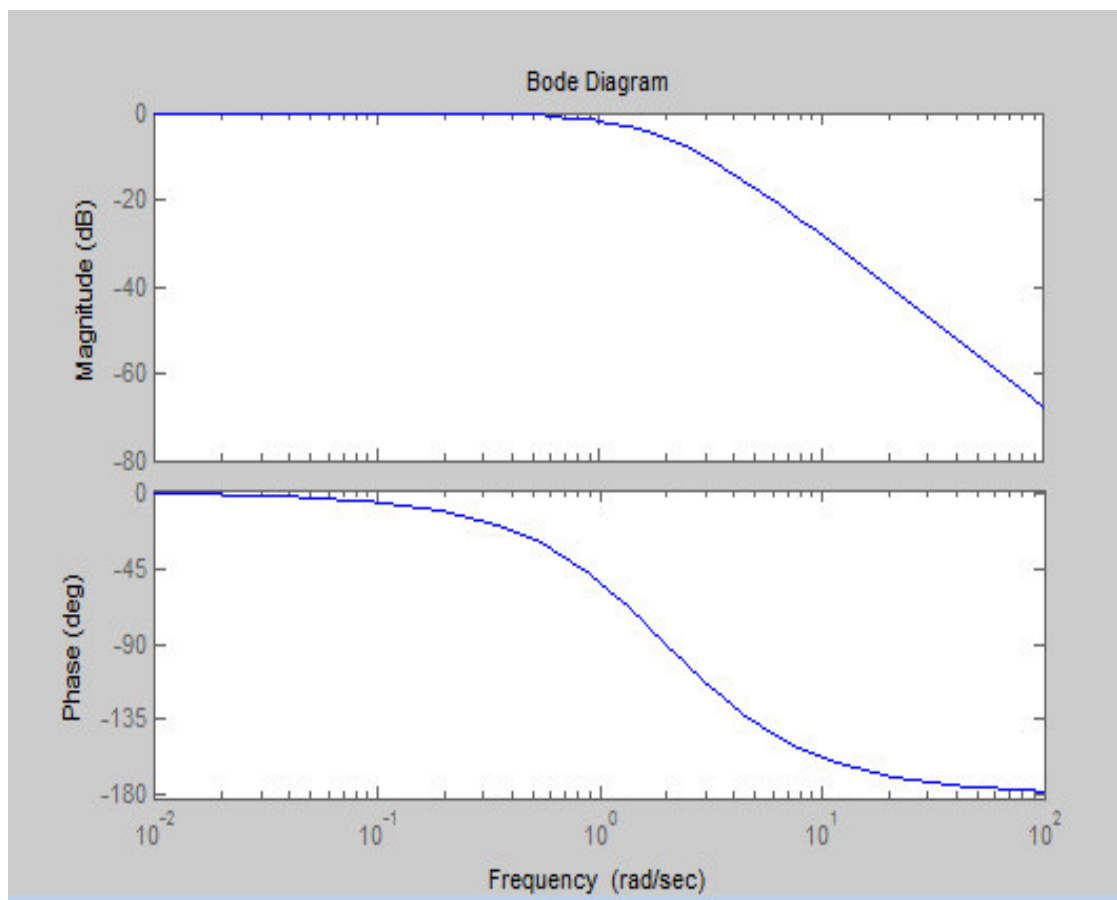


Fig.5.26 Analisis frecuencial para $\xi = 1$

5.8.2 Calculo de la frecuencia de Bode para $\xi < 1$

Para $\xi < 1$

Si

$$\xi = 0.3$$

Prog. 5.8

$$K_m = 10;$$

$$T_m = 0.25;$$

$$K_p = 1.1;$$

$$\text{Numerador} = K_p \cdot K_m;$$

$$\text{Denominador} = [T_m \ 1 \ K_p \cdot K_m];$$

$$\text{Sys} = \text{tf}(\text{Numerador}, \text{denominador});$$

$$\text{bode}(\text{sys})$$

La función de transferencia de la figura vemos que -3dB ocurre en 30 rad/s. esto significad que es el ancho de banda del sistema en lazo cerrado. En otras palabras, este controlador varía hasta la frecuencia de 30 rad/s (4.7 Hz).

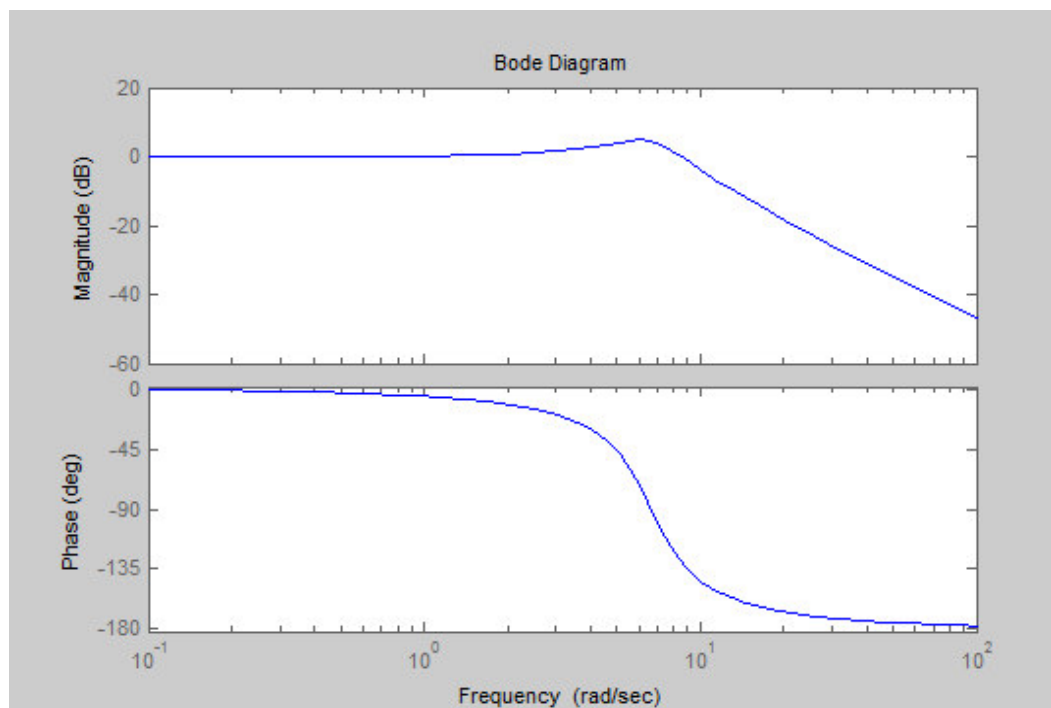


Fig. 5.27 Analisis frecuencial para $\xi < 1$.

5.8.3 Cálculo de la frecuencia de Bode para $\xi > 1$

Para $\xi > 1$

$$\xi = 1.1$$

Prog. 5.9

$$K_p = 0.08$$

$$K_m = 10;$$

$$T_m = 0.25;$$

$$K_p = 0.08;$$

$$\text{Numerador} = K_p \cdot K_m;$$

$$\text{Denominador} = [T_m \ 1 \ K_p \cdot K_m];$$

$$\text{Sys} = \text{tf}(\text{Numerador}, \text{denominador});$$

$$\text{bode}(\text{sys})$$

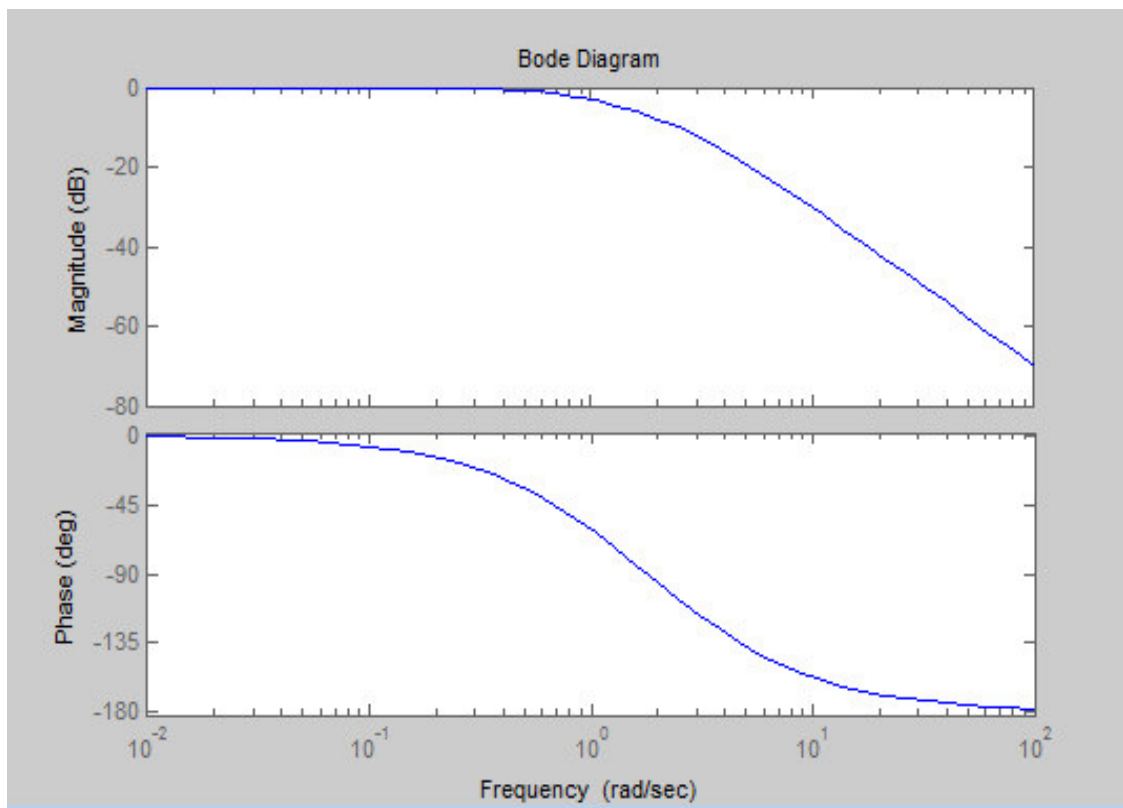


Fig.5.28 Análisis frecuencial para $\xi > 1$

5.9 Simulación en Simulink del Control de Posición.

La simulación que vamos a realizar es para ver la señal error y su comportamiento del mismo modo para la señal de salida.

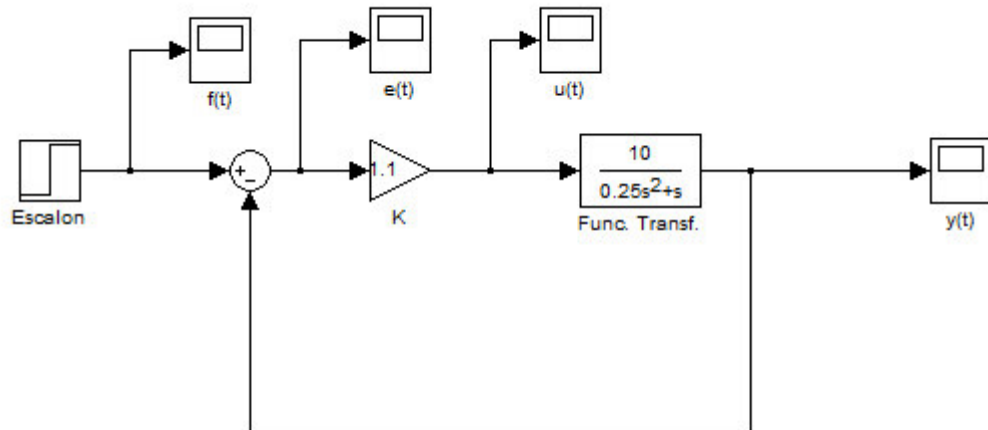


Fig. 5.29 Control de posición con $K = 1.1$

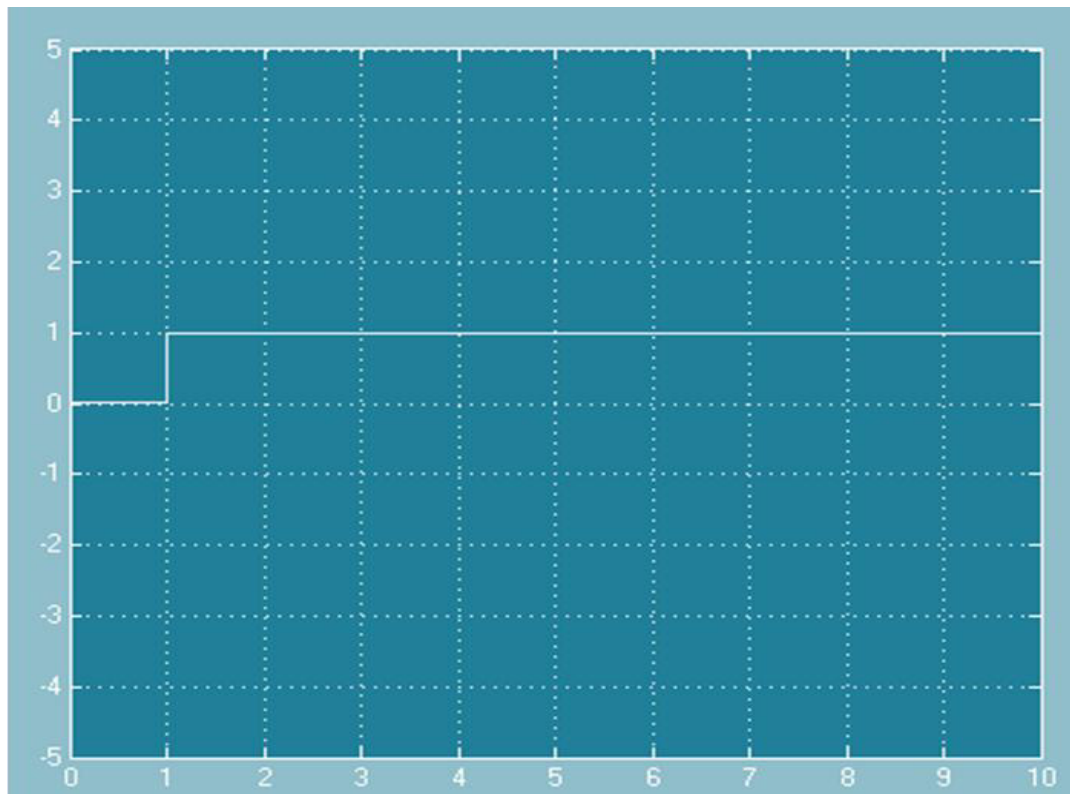


Fig. 5.30 Señal escalón de entrada $f(t)$

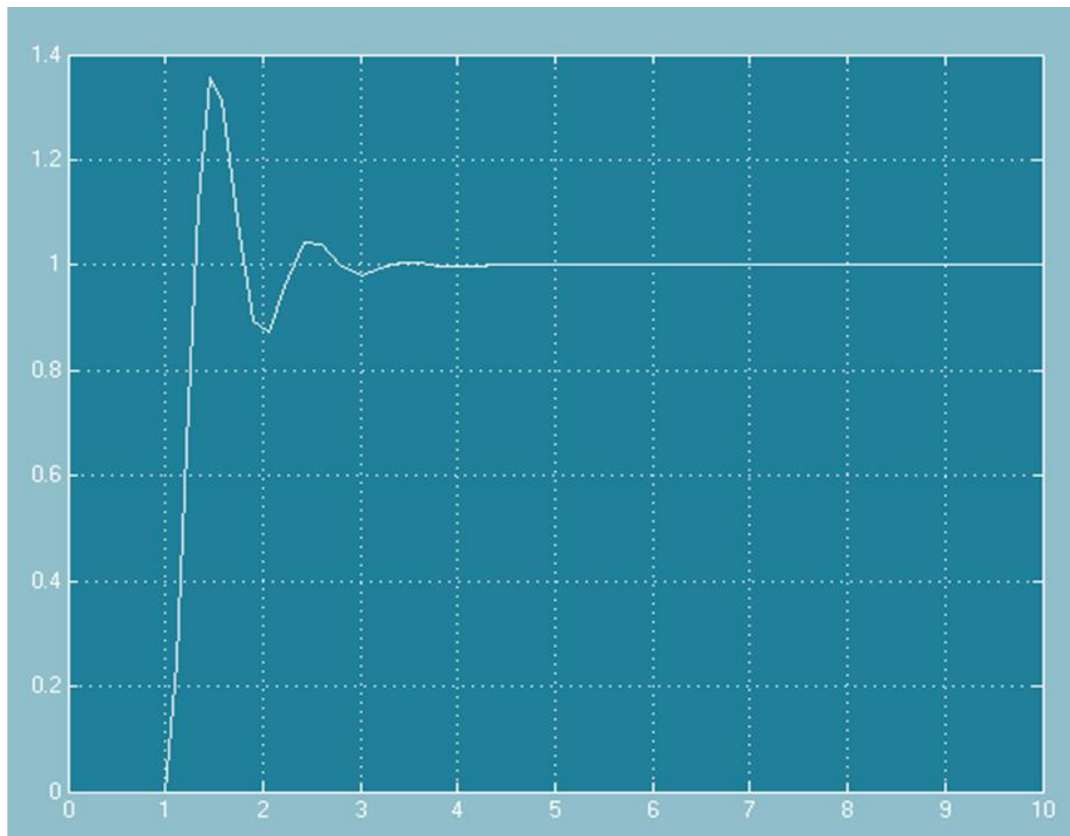


Fig. 5.31 Señal de salida del control de posición $y(t)$

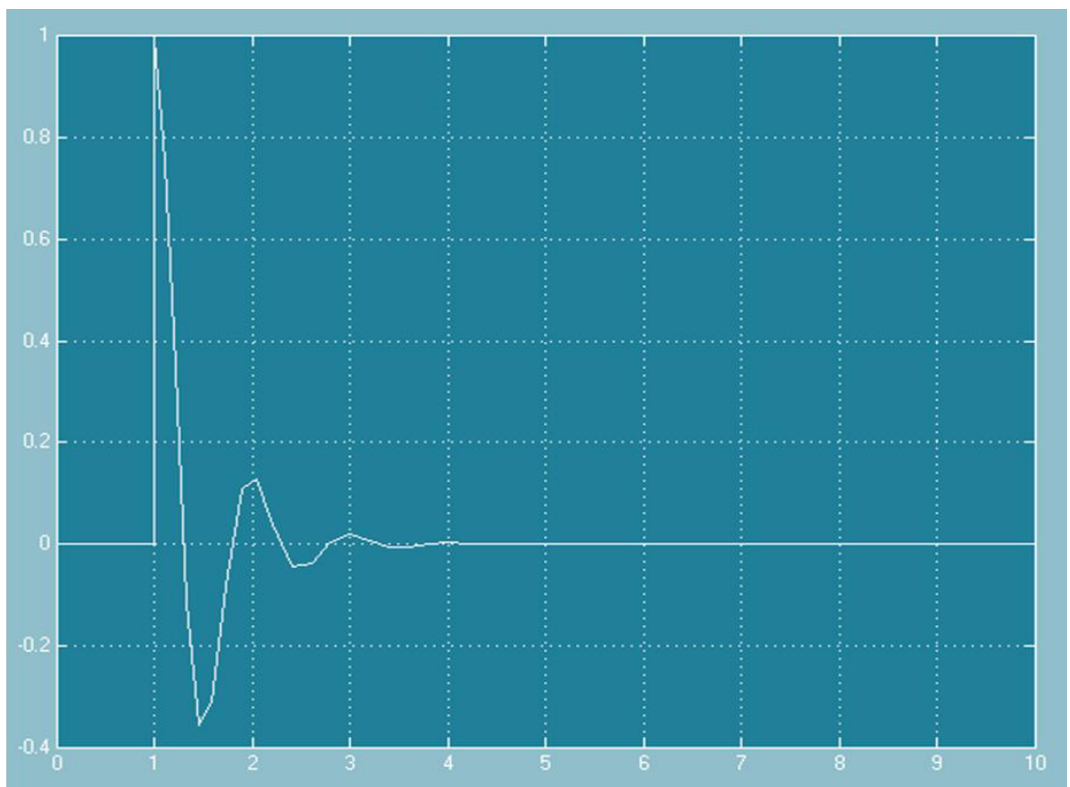


Fig. 5.32 Señal error $e(t)$

CAPÍTULO VI

DESARROLLO DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA TOTAL DEL SISTEMA

Vamos a desarrollar un modelo matemático de todo el sistema en conjunto para lo cual se va a seguir con los siguientes procedimientos:

6.1 Diseño de la Arquitectura

Toda turbina hidráulica tiene un regulador de velocidad que realiza la tarea de controlar la velocidad de giro en un generador de inducción. Como regulador vamos a utilizar un servo motor de corriente continua que va a reemplazar a los del sistema hidráulico que son caros y no es posible implementarlos en sistemas de pequeña potencia por su precio solamente es implementado en grandes centrales hidráulicas.

Para el desarrollo total del modelo vamos a utilizar la estructura de un controlador en Cascada como mostramos en la siguiente figura.

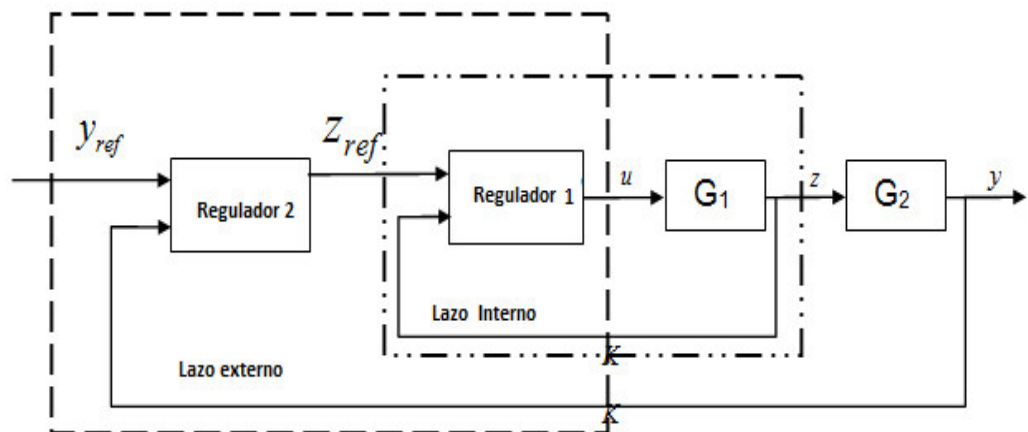


Fig. 6.1 Controlador en Cascada

El control en cascada se utiliza principalmente para lograr un rápido rechazo de las perturbaciones antes de que se propague a las otras partes de la planta.

Es el lazo externo que va a controlar la variable primaria que es la frecuencia y va a poner el valor de referencia para el lazo interno que es el controlador secundario del flujo mediante el servo motor dc que va a responder rápidamente al cambio de la carga que es la perturbación una ventaja que se tiene es que el lazo interno es un sistema de segundo orden.

El objetivo principal en el control en cascada es dividir para controlar el proceso en dos partes, lo que se forma un bucle de control secundario alrededor de una perturbación importante dejando así sólo alteraciones menores para ser controlado por el controlador primario.

Las ventajas del control en cascada son:

- Mejor control de la variable primaria

- Variable primaria menos afectada por las perturbaciones

- Recuperación más rápida de las perturbaciones

- Aumentar la frecuencia natural del sistema

- Reducir la magnitud efectiva de un retardo de tiempo

- Mejorar el rendimiento dinámico

- Proporcionar límites en la variable secundaria

En el control en cascada el lazo secundario debe establecerse en un área donde la perturbación importante ocurra también es importante que la variable secundaria responda en forma rápida a la perturbación.

Sólo hay un controlador maestro y por lo general sólo un controlador esclavo y sólo una variable manipulada como se muestra en la siguiente fig. 6.2

La regulación en cascada nos da una mejor prestancia que si solamente utilizamos un solo regulador. Esta forma de control es usual en los procesos industriales porque el regulador interior va a regular más rápidamente cuando existe una gran variación.

6.2 Modelando la Planta de la Micro Central Hidroeléctrica.

El modelo que asumimos tiene un nozzle a través del cual se controla el flujo que es afectado frente a un cambio de la demanda (la carga).

La valvula es continuamente controlado para tener un control del 100% del flujo de agua.

Nosotros controlamos la posición del gate con el loop interno de posición que es un servomotor DC con un control tipo K para una respuesta inmediata a los cambios. Esto se muestra en las siguientes figuras.

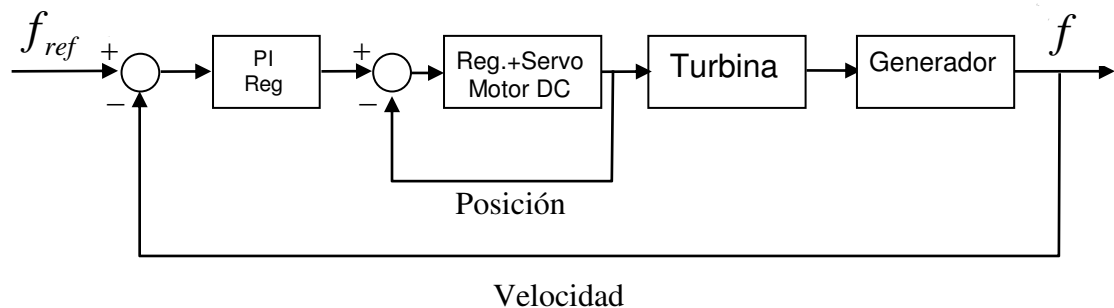


Fig. 6.2 Arquitectura del regulador de velocidad

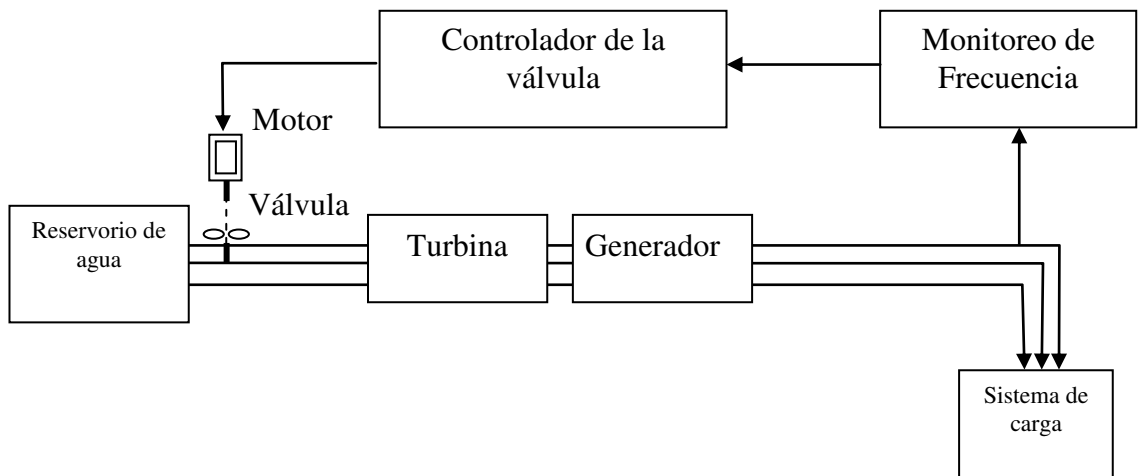


Fig.6.3 Diagrama de la Micro Central Hidroeléctrica

En la siguiente figura desarrollamos el diagrama completo del diseño tenemos el bloque del regulador de velocidad, el bloque del regulador de posición y el bloque de la turbina y del generador.

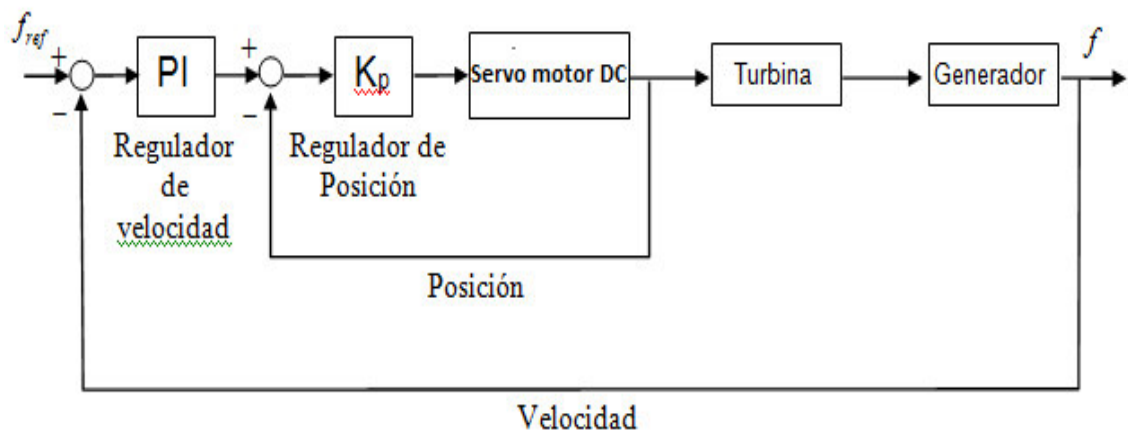


Fig. 6.4 Diseño completo con sus controladores.

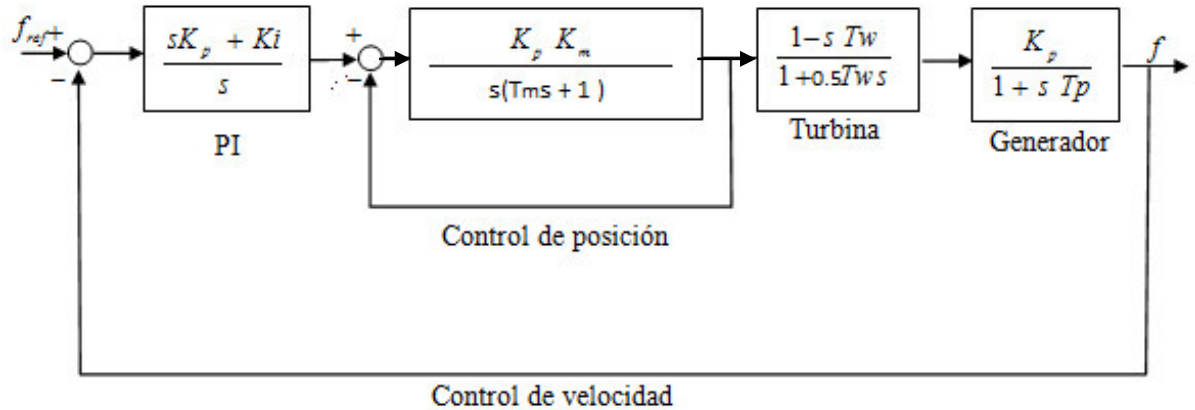


Fig. 6.5 Función de Transferencia con su modelo matemático

Vemos en la figura 6.5 la transferencia de función del sistema del control de la Micro Hidroeléctrica nuestro controlador automático que va a comparar la frecuencia de salida del generador con la frecuencia de referencia de la entrada.

Para el control de velocidad de una Micro Hidroeléctrica vamos a utilizar un regulador PI para el control de velocidad y calcular las funciones de transferencias de la turbina, generador y el servomotor.

6.3 Modelando la Transferencia de Función de la Turbina Hidráulica

En la hydro-turbina su tiempo de inercia es largo cuando es usado el agua como fuente de energía si comparamos la respuesta al primer movimiento del torque con la respuesta de las turbinas hidráulicas.

El modelo de la transferencia de la función para una turbina hidráulica puede aproximarse con la siguiente función:

$$\Delta P_g(s) = \frac{-T_w s + 1}{(T_w/2)s + 1} \Delta P_E(s) \quad \text{Ec. 6.1}$$

Donde:

T_w = Tiempo de arranque nominal de agua en la tubería de carga.

$$= \mu L / g H$$

L = Longitud de la tubería (m)

μ = Velocidad del agua

H = Presión de altura (m)

G = gravedad (m/s^2)

ΔP_G = La potencia Incremental (torsión) salida de la turbina (p.u.)

ΔP_E = Entrada de la potencia incremental a la turbina. (Posición de la válvula) (p.u.)

s = Transformada de Laplace

Las especificaciones técnicas de la Microcentral hidroeléctrica son:

$$P = 90 \text{ kw}$$

$$H = 60 \text{ mts.}$$

$$P = H \cdot Q \cdot g \cdot \eta \quad \text{Kw}$$

$$\eta = 0.85 \%$$

$$g = 9.81 \text{ m/s}^2$$

6.3.1 La Función de Transferencia de la Turbina

$$\frac{\Delta P_G(s)}{\Delta P_E(s)} = \frac{1 - sT_w}{1 + 0.5sT_w} \quad \text{Ec. 6.2}$$

ΔP_G = La potencia incremental de salida de la turbina (p.u.)

ΔP_E = La potencia incremental de entrada de la turbina (posición de la válvula) (p.u.)

$$Q = \frac{90}{60 \times 9.81 \times 0.81} = 0.18 \text{ m}^3 / \text{s}$$

$$Q = 0.18 \text{ m}^3/\text{s}$$

$$T_w = \frac{\mu L}{gH}$$

$$L = \text{Longitud de la tubería (m)} = 80 \text{ mts}$$

$$L = 80 \text{ mts.}$$

$$\mu = \text{Velocidad del agua (m/s)}$$

$$\mu = \sqrt{2 \cdot g \cdot L} \text{ m/s}$$

$$\mu = \sqrt{2 \cdot 9.81 \times 80} = \sqrt{1569} = 39.6 \text{ m/s}$$

$$\mu = 39.6 \text{ m/s}$$

$$H = 60 \text{ m}$$

$$g = 9.81 \text{ m/s}^2$$

$$\Rightarrow T_w = \frac{\mu L}{gH} = \frac{80 \times 39.6}{9.81 \times 60} = \frac{3168}{5886}$$

$$T_w = 0.53 \text{ s}$$

$$\Rightarrow \boxed{\frac{1 - s T_w}{1 + 0.5 T_w s} = \frac{1 - 0.53 s}{1 + 0.26 s}} \quad \text{Ec. 6.3}$$

6.3.2 Función de Transferencia del Servomotor DC

Teniendo la función de transferencia del servomotor DC.

$$\frac{\theta(s)}{R(s)} = \frac{K_p K_m}{s^2 T_m + s + K_p K_m} \quad \text{Ec. 6.4}$$

Donde K_p es el valor del control proporcional del lazo de control de posición del servomotor DC en el lazo interno.

Los valores iniciales son:

$$K_p=0.1$$

$$\frac{\theta(s)}{R(s)} = \frac{1}{0.25 s^2 + s + 1}$$

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{R(s)} = \frac{4}{s^2 + 4s + 4}$$

Ec. 6.5

6.3.3 Función de Transferencia del Generador

La función de transferencia del generador va a ser:

$$G_p(s) = \frac{K_p}{1 + sT_p}$$

Ec. 6.6

$$K_p = \frac{1}{D}$$

Ec. 6.7

y D es igual a :

$$D = \frac{P_L}{fP_R}$$

Ec. 6.8

Donde D se asume que es el rendimiento de la última carga además T_p va a ser igual a:

$$T_p = \frac{2H}{fD}$$

Ec. 6.9

Donde: T_p = es el tiempo de respuesta del sistema.

H = es la inercia constante del generador.

f = frecuencia nominal del sistema.

Si se tiene una carga nominal de: $P_L = 90\text{Kw}$ a una frecuencia de 60 Hz.

la potencia del generador es: $P_R = 100\text{ Kw}$

Entonces como:

$$D = \frac{P_L}{fP_R}$$

$$D = (90\text{Kw})/(60\text{Hz} \cdot 100\text{Kw}) = 0.015 \text{ p.u./Hz}$$

$$D = 0.015 \text{ pu/Hz}$$

Para el sistema con una ganancia constante y tiempo constante está dado por:

$$K_p = \frac{1}{D}$$

$$K_p = 66.66 \text{ Hz/p.u}$$

$$T_p = \frac{2H}{fD}$$

$$\text{Si : } H = 1 \text{ seg.}$$

$$T_p = (2 \cdot 1)/(60 \cdot 0.015) = 2.22\text{s}$$

$$T_p = 2.22\text{s}$$

Entonces tenemos que la función de transferencia del Generador es:

$$G_p(s) = \frac{K_p}{1 + sT_p}$$

$$G_p(s) = \frac{66.66}{1 + 2.2s}$$

Ec. 6.10

6.4 Resultado de los bloques del sistema

Entonces los valores de la función de transferencia del modelo es el siguiente:

$$PI = \frac{sK_p + Ki}{s} \quad \text{Ec. 6.11}$$

$$\text{Servomotor} \quad \frac{K_p + K_m}{s^2 T_m + s + K_p K_m} = \frac{1}{0.25s^2 + s + 1} \quad \text{Ec. 6.12}$$

$$\text{Turbina} \quad \frac{1 - sT_w}{1 + 0.5 T_w s} = \frac{1 - 0.53s}{1 + 0.26s} \quad \text{Ec. 6.13}$$

$$\text{Generador} \quad \frac{K_p}{1 + s T_p} = \frac{66.66}{1 + 2.25s} \quad \text{Ec. 6.14}$$

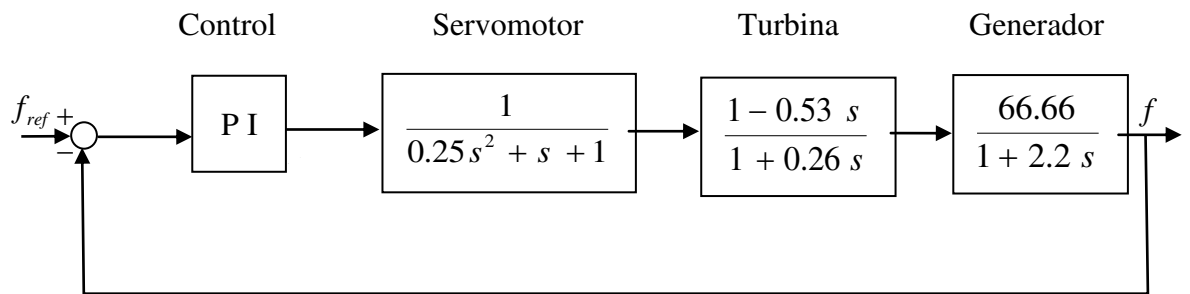


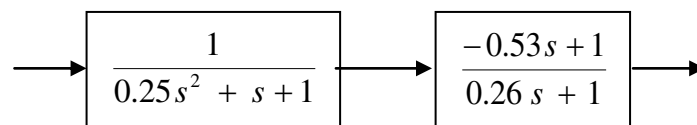
Fig. 6.6 Sistema de control con sus valores finales

6.5 Reducción del sistema

Si reemplazamos todos los valores calculados vamos a tener el siguiente modelo.

El calculo del control para una entrada escalón para nuestro modelo tipo cascada de la Micro Central Hidroeléctrica es la siguiente:

Haciendo las reducciones:



Programa. 6.1

Programando con Matlab

```
num1 = [0 0 0 1];  
den1 = [0 0.25 1 1];  
num2 = [0 0 -0.53 1];  
den2 = [0 0 0.26 1];  
[num,den]=series(num1,den1,num2,den2);  
printsys(num,den)
```

$$\frac{-0.53 s + 1}{0.065 s^3 + 0.51 s^2 + 1.26 s + 1}$$

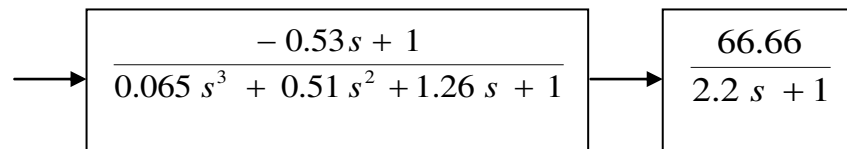


Fig. 6.7 Resultado de la reducción del sistema

Prog. 6.2

% = suma los dos bloques.

```
num1=[0 0 -0.53 1];  
den1=[0.065 0.51 1.26 1];  
num2=[0 0 0 66.66];  
den2=[0 0 2.2 1];  
[num,den]=series(num1,den1,num2,den2);  
printsys(num,den)
```

$$\text{num/den} = \frac{-35.3298 s + 66.66}{0.143 s^4 + 1.187 s^3 + 3.282 s^2 + 3.46 s + 1}$$

6.6 Utilizando el Controlador PI para el sistema.

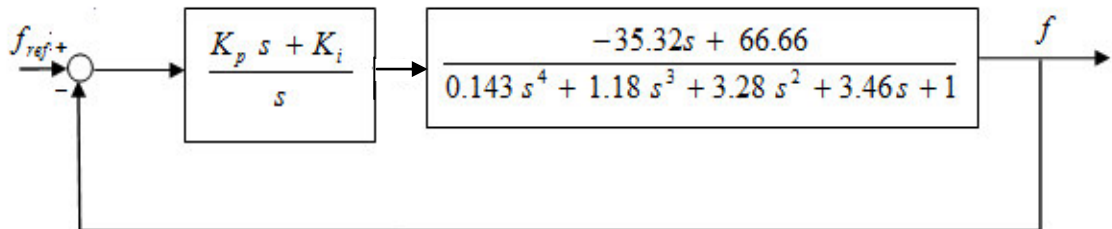
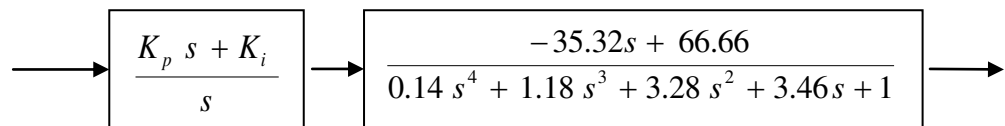


Fig. 6.8 Sistema con controlador PI

Reduciendo:



Prog. 6.3

$K_p = 0.01;$

$K_i = 0.005;$

$\text{num1} = [0 \ 0 \ K_p \ K_i];$

$\text{den1} = [0 \ 0 \ 1 \ 0];$

$\text{num2} = [0 \ 0 \ -35.32 \ 66.66];$

$\text{den2} = [0.14 \ 1.18 \ 3.28 \ 3.46 \ 1];$

$[\text{num}, \text{den}] = \text{series}(\text{num1}, \text{den1}, \text{num2}, \text{den2});$

$\text{printsys}(\text{num}, \text{den})$

$$\frac{\text{num}}{\text{den}} = \frac{-0.3532 s^2 + 0.49 s + 0.3333}{0.14 s^5 + 1.18 s^4 + 3.28 s^3 + 3.46 s^2 + s}$$

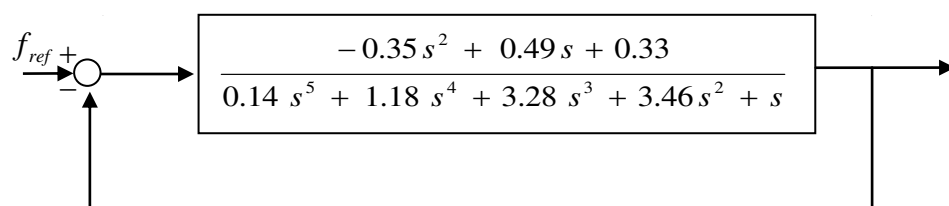


Fig. 6.9 Sistema final.

Prog. 6.4

```
num1=[0 0 -0.35 0.49 0.33];  
den1=[0.14 1.18 3.28 3.46 1 0];  
num2=[0 0 0 0 1];  
den2=[0 0 0 0 1];  
[num,den]=feedback(num1,den1,num2,den2);  
printsys(num,den)
```

$$\text{num/den} = \frac{-0.35 s^2 + 0.49 s + 0.33}{0.14 s^5 + 1.18 s^4 + 3.28 s^3 + 3.11 s^2 + 1.49 s + 0.33}$$

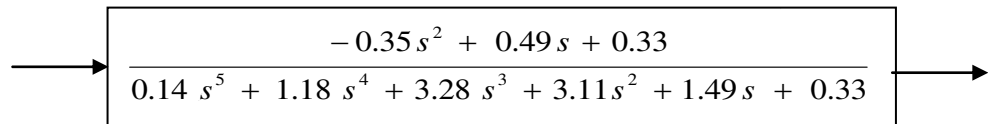


Fig. 6.10 Sistema final reducido

Prog. 6.5

```
Num = [0 0 -0.35 0.49 0.13];  
Den = [0.14 1.18 3.28 3.11 1.49 0.33];  
step (num,den);  
grid;  
title ('Respuesta Escalón del Sistema Diseñado');
```

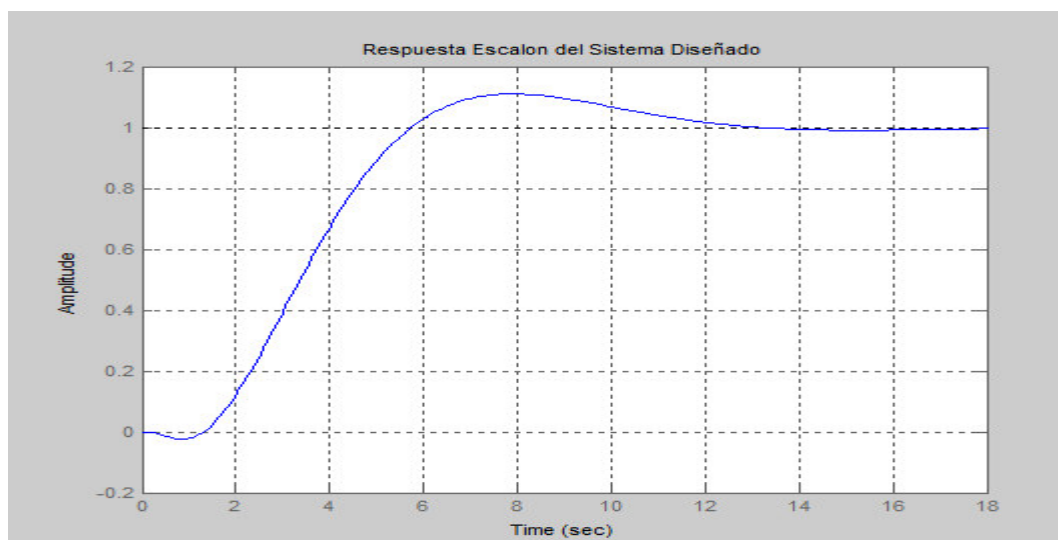


Fig. 6.11 Respuesta a una entrada escalon para el sistema

6.6.1 Respuesta de Bode.

Prog. 6.6

```
Num = [0 0 -0.35 0.49 0.13];
```

```
Den = [0.14 1.18 3.28 3.11 1.49 0.33];
```

```
bode(NuM,Den);
```

```
grid;
```

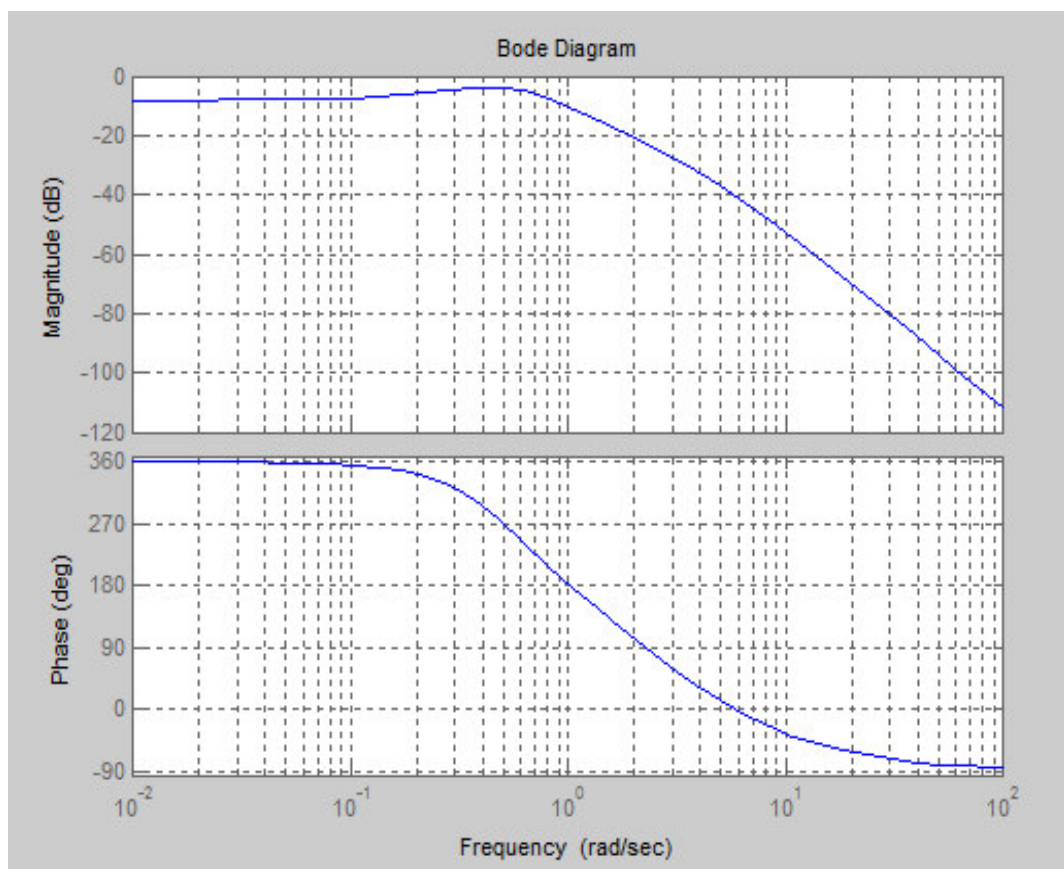


Fig. 6.12 Respuesta de Bode.

Programación del Lugar de las Raíces

Prog. 6.7

```
Num = [0 0 -0.35 0.49 0.13];
```

```
Den = [0.14 1.18 3.28 3.11 1.49 0.33];
```

```
rlocus(Num,Den)
```

```
grid;
```

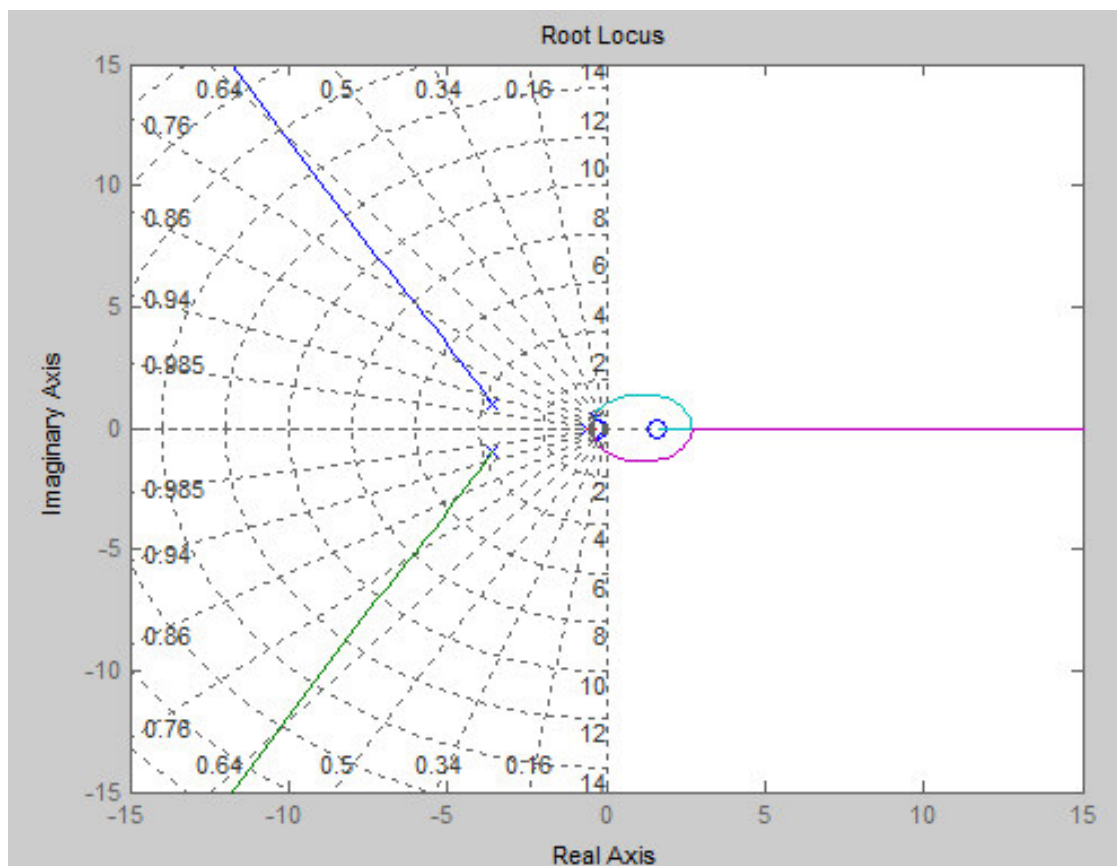


Fig. 6.13 Lugar de las raíces del sistema

CAPÍTULO VII

IMPLEMENTACIÓN DEL SOFTWARE DE UN CONTROL DIGITAL PID

El regulador PID se puede realizar con ayuda de un software y una PC. El regulador se implementa con un software que trabaja en tiempo discreto mientras en el sistema físico el controlador trabaja en tiempo continuo.

Con el tiempo discreto significa que la señal de regulación solo cambia en puntos de tiempo discreto por ejemplo una vez por segundo o frecuentemente.

Las mediciones de señales es así mismo discreto en donde se muestrea al lado de determinados intervalos de tiempo.

Para construir el sistema de regulación PID en tiempo discreto se va a necesitar los siguientes componentes:

El diagrama de flujo del software es con la siguiente figura:

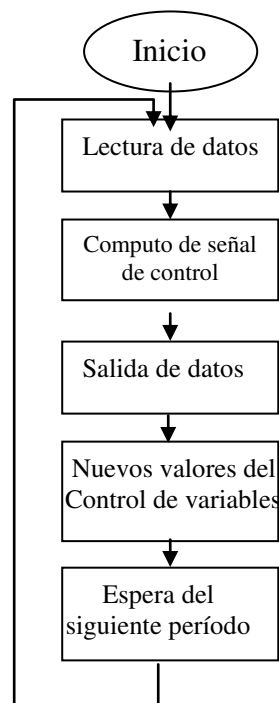


Fig.7.1 Diagrama de flujo

Los momentos que se sigue son:

Lectura de voltage de los sensores

Cómputo del voltage para enviar a los actuadores

Envío de voltage al actuador

Espera hasta el siguiente tiempo de muestreo ha sido alcanzado

7.1 Implementación del Algoritmo PID Discreto

Un computador solo es capaz de procesar valores discretos y finitos, así que para poder implementar el algoritmo de control de un regulador PID, es necesario discretizar la ecuación del regulador PID, una vez discretizada se calcula para cada uno de los instantes de tiempo muestreados el valor de la acción de control. Para cada instante de tiempo se vuelve a calcular una nueva acción de control utilizando la nueva salida del sistema, esto permitirá al sistema avanzar hacia el estado deseado marcado por la referencia con cada nuevo cálculo. La ecuación discreta del regulador para poder ser implementada en un computador se puede expresar mediante la siguiente ecuación.

$$u_{(t)} = K_p e_{(t)} + K_i T_s \sum_{k=0}^t e_k + K_d \frac{e_{(t)} - e_{(t-1)}}{T_s} \quad \text{Ec. 7.1}$$

La versión digital del controlador PID se muestra en la figura de abajo.

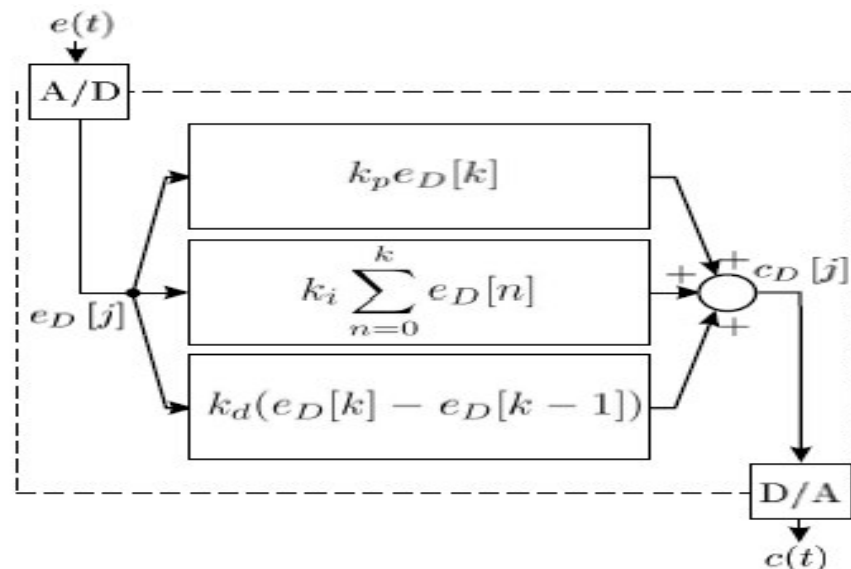


Fig. 7.2 Controlador digital PID.

Donde:

e_D = es el error de la respuesta del sistema en el instante t .

T_s = es el periodo de muestreo de la señal.

K_p = es la ganancia proporcional digital del regulador.

K_i = es la ganancia integral digital del regulador.

K_d = es la ganancia derivativa digital del regulador.

7.2 Controlador Digital PID.

Nosotros podemos formular directamente el controlador PID discreto en el dominio de Laplace. Aquí el algoritmo PID se puede escribir como:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right] \quad \text{Ec. 7.2}$$

Nosotros podemos aplicar el método de transformación bilineal o diferencia hacia atrás. Con esto se va conseguir el equivalente del controlado PID discreto para poder realizar las operaciones en la computadora.

Entonces aplicando el método de backward difference ó diferencia hacia atrás.

Donde:

$$s = \frac{z-1}{zT} = \frac{1-z^{-1}}{T}$$

T = tiempo de muestreo.

La función de transferencia para el controlador PID digital se convierte en:

$$U(z) = K_p \left[1 + \frac{T}{T_i (1 - z^{-1})} + T_d \frac{(1 - z^{-1})}{T} \right] E(z) \quad \text{Ec. 7.3}$$

La función de transferencia discreta también puede ser representada como

$$\frac{U(z)}{E(z)} = a + \frac{b}{1 - z^{-1}} + c (1 - z^{-1}) \quad \text{Ec. 7.4}$$

Donde:

$$a = K_p ; \quad b = \frac{K_p T}{T_i} ; \quad c = \frac{K_p T_d}{T} ; \quad K_p = K_c$$

$$T = T_s$$

Simplificando:

$$u(t) = \underbrace{u(t-1) + K_p [e(t) - e(t-1)]}_{\text{P}} + \underbrace{\frac{K_e T_s}{T_i} e(t)}_{\text{I}} + \underbrace{\frac{K_e T_d}{T_s} [e(t) - 2e(t-1) + e(t-2)]}_{\text{D}} \quad \text{Ec. 7.5}$$

Esta es la fórmula digital discreta PID.

7.3 Los parámetros del controlador discreto

$$K_p = K_c ; \quad K_i = \frac{K_c T_s}{T_i} ; \quad K_d = \frac{K_c T_d}{T_s}$$

\Rightarrow

$$\mu_{(t)} = \mu_{(t-1)} + K_p [e_{(t)} - e_{(t-1)}] + K_i e_{(t)} + K_d [e_{(t)} - 2e_{(t-1)} + e_{(t-2)}]$$

$$\mu_{(t)} = \mu_{(t-1)} + K_p e_{(t)} - K_p e_{(t-1)} + K_i e_{(t)} + K_d e_{(t)} - 2K_d e_{(t-1)} + K_d e_{(t-2)}$$

$$\mu_{(t)} - \mu_{(t-1)} = e_{(t)} (K_p + K_i + K_d) + e_{(t-1)} (-2K_d - K_p) + K_d e_{(t-2)}$$

Si:

$$K_1 = K_p + K_i + K_d$$

$$K_2 = -K_p - 2K_d$$

$$K_3 = K_d$$

$$\Rightarrow \mu_{(t)} - \mu_{(t-1)} = K_1 e_{(t)} + K_2 e_{(t-1)} + K_3 e_{(t-2)} \quad \text{Ec. 7.6}$$

Si:

$$e = e_{(t)}$$

$$e_1 = e_{(t-1)}$$

$$e_2 = e_{(t-2)}$$

$$\mu_{(t)} = K_1 e + K_2 e_1 + K_3 e_2 + \mu_{(t-1)}$$

Si:

$$\Delta \mu = \mu_{(t)} - \mu_{(t-1)}$$

$$\Rightarrow \Delta \mu = K_1 e + K_2 e_1 + K_3 e_2 \quad \text{Ec. 7.7}$$

Lo hemos reducido para poder programar en una forma más cómoda y en donde la ecuc. 7.5 es la principal ecuación discreta.

7.4 Implementando el Controlador Digital PI con C.

En nuestro sistema en el cual pretendemos controlar la velocidad del Generador de Inducción movido por una rueda Pelton.

La principal diferencia frente al control de posición es que se debe calcular el número de pulsos detectados por cada bucle, esta cantidad de pulsos dividida por el tiempo que tarda en ejecutarse un ciclo permite obtener la velocidad del generador que es la salida del sistema.

En los siguientes diagramas podemos ver cómo vamos a censar la velocidad del generador y en el momento que alcance la velocidad deseada el error será cero de lo contrario actuara el PID regulador de velocidad para controlar la velocidad.

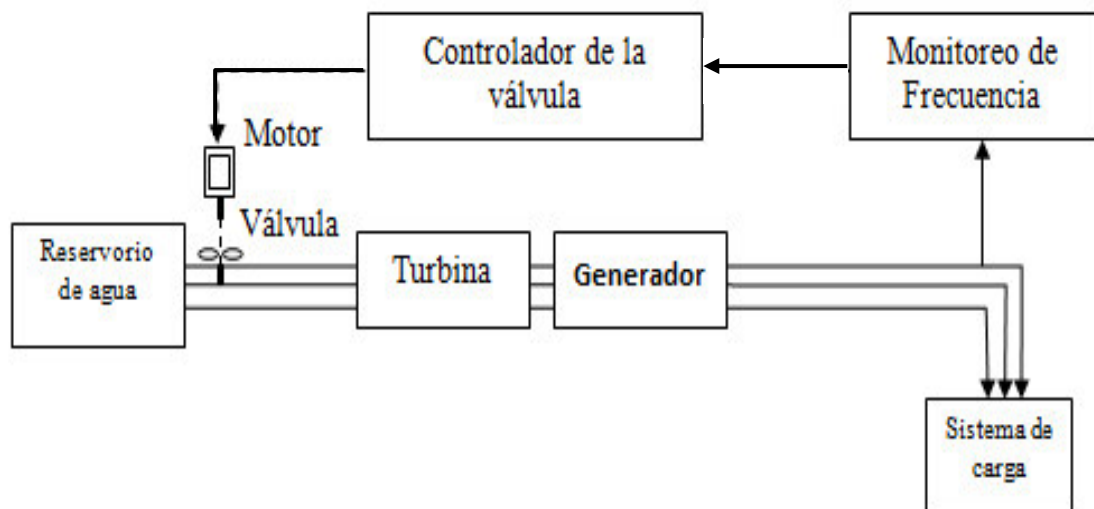


Fig. 7.3 Diagrama de la Micro Central Hidroeléctrica.

En el momento que se alcance la velocidad deseada el error será cero y si no es cero actuara el regulador PI hasta que el generador alcance y mantenga la velocidad establecida por la referencia dada.

La subrutina del regulador PI de velocidad que está escrito en lenguaje C y va a tomar los valores del ADC que se está sensando para controlar la velocidad mediante el regulador PI y la velocidad del generador que es la

velocidad del sistema en el momento que alcance la velocidad deseada el error será cero.

En la implementación del algoritmo digital la secuencia de operaciones es la siguiente:

- a) Lee la entrada analógica
- b) Computa la señal de entrada.
- c) Calcula el error.
- d) Calcula el P el I y el D.
- e) Calcula el PID
- f) Pone el u en el D/A
- g) Actualiza las variables.

Entonces nuestra implementación del algoritmo es el siguiente.

7.4.1 Algoritmo de Velocidad en lenguaje C.

// $T_i = 2$ seg. tiempo de integración en el dominio del tiempo.

// $T_d = 0$ tiempo de derivación en el dominio del tiempo..

// $K_p = K_c = 0.01$ parámetro digital proporcional.

// $T_s = 0.1$ es el tiempo de muestreo digital.

// $K_i = 0.0005$ parámetro digital integrativo.

// $K_d = 0$, parámetro digital derivativo.

#define $K_p = 0.01$ // ganancia proporcional discreto.

#define $K_i = 0.0005$ // ganancia integral discreto.

#define $K_d = 0$ // ganancia derivativa discreto.

#define $T_s = 0.1$ // período de muestreo de la señal

#define Umax 10 // limite del rango.

```
#define Umin    0
```

```
Float ref;      // referencia
```

```
Float Delta_u;  // Salida del controlador. Algoritmo PID.
```

```
Float u;        // Salida del PID.
```

```
Float u1;       // señal de control del valor de un muestreo anterior.
```

```
Float ut;       // registro de la salida de la señal.
```

```
Float e;        // actual valor del error.
```

```
Float e1;       // anterior error de un valor muestreado..
```

```
Float e2;       // error de dos intervalos de muestreo anterior.
```

```
Float K1, K2, K3;
```

```
k1 =  $k_p + k_i + k_d$ ;    // es un parametro discreto.
```

```
k2 =  $-k_p - 2*k_d$ ;    // es un parametro discreto.
```

```
k3 =  $k_d$ ;              // es un parámetro discreto.
```

```
void pid ()
```

```
{
```

```
    e2 = e1;          // actualización del error del error.
```

```
    e1 = e;           // actualización del error anterior.
```

```
    y = readADC ();   // Lee la variable desde el sensor
```

```
    e = ref - y;       // Computa el nuevo error
```

```
    delta_u =  $k1*e + k2*e1 + k3*e2$  // Salida del algoritmo PID digital.
```

```
    u = u1 + delta _ u;
```

```
    // Limite del rango DAC
```

```
    if (u > Umax)
```

```

{
    u = Umax;
}
else if(u < Umin)
{
    u = Umin;
}
    ut = u;           // Se envía a almacenar en ut.
    u1 = u             // actualización del muestreo anterior.
}

```

7.5 Programación del control P en lenguaje C.

Vamos a hacer un programa que nos controle la posición de la valvula es decir el controlador del lazo interior de nuestro sistema en cascada.

El regulador proporcional P de posición está en el lazo interior del controlador en Cascada de nuestro modelo que hemos desarrollado para el control de una Micro Central Hidroeléctrica para potencias menores de 300 kw.

Para programar el controlador proporcional P se usara el lenguaje C este programa consiste en hacer un software que controle la posición de un servomotor dc mediante un regulador proporcional P en donde va a leer la posición mediante un sensor resistivo que nos va a dar una tensión de entrada al adc.

Para implementar el control P vamos a tener el lazo de control interior del control en cascada y se va realizar los siguientes pasos para implementarlo.

En donde:

Kp= Es la ganancia proporcional del control.

El tiempo de muestreo 1 ms, 0.1seg.

{

Se lee la posición del sensor y se resta el valor inicial

error = ref_posición– encoder;

control _voltaje = kp*error;

salida de voltaje (DAC)

Se espera el siguiente tiempo de muestreo.

}

7.5.1 Algoritmo de Posición en lenguaje C

Float ref1; // es el valor de la referencia que es igual a la salida
 // del regulador de velocidad.

Float y2; // lectura de la posición.
 // u es la salida de la señal de control del
 // controlador de velocidad.

Float ep; //actual valor del error de posición.

Float ep1 //anterior error de posición de un valor muestreado.

#define Kp1 1.1

Void proporcional del control de posicion()

{

ref1=u

y2 =readadc2() //lee la posición.

```

ep= ref1 – y2      //calcular la señal de error.

u1 = Kp1(ep-ep1) //calcular el termino proporcional.

//transferencia de la señal de control al actuador.

writeDA(u1)

// actualizando ep1.

ep1=ep

delay_ms(100)      //periodo de muestreo T=0.1s

}

```

El regulador de posición se va a dar con el desplazamiento de un potenciómetro lineal en donde el voltaje va a ingresar a la tarjeta A/D y se va a restar de la señal de referencia que viene de la salida del controlador PI del lazo primario.

CAPÍTULO VIII

SIMULACIÓN DIGITAL E IMPLEMENTACIÓN EXPERIMENTAL

8.1 Descripción de elementos

Tarjeta de adquisición de datos.

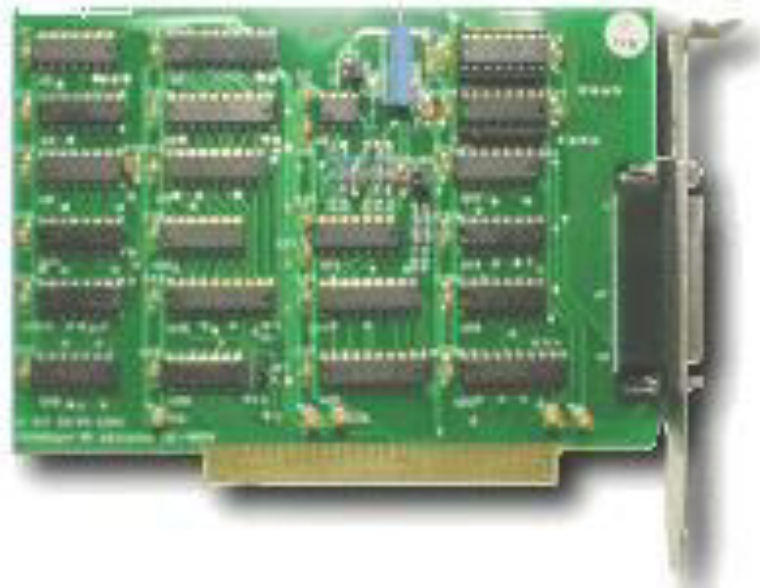


Fig. 8.1 Tarjeta de adquisicion de datos.

Entrada analógica: 16 simples ó 8 diferenciales, Resolución 12 bits, 4096 (el máximo número que puede ser representado).

Rango de entrada (V)= +10v hasta -10v.

Salida analógica: Número de canales = 2. Resolución = 16 bits, 1 en 65536. Máxima velocidad de salida

Rango de salida (V)= $\pm 10v$.

- Generador Eléctrico Asincrónico

Tabla.8.1 Condiciones de operación del Generador de Inducción

Potencia	90 kW
Voltaje	380/230 V
Corriente	143 Amp
Frecuencia	60 Hz
N° de Polos	4
F.P.	0.77
N (Velocidad de generación)	1875 rpm
C	211 μF

Turbina Pelton : Rango de velocidad: 0 – 3000 r.p.m.

Numero de paletas:16.

Sensor de velocidad : 0 a 20000 rpm

Voltímetro, Frecuencímetro, Amperímetro

8.2 Características de la Microcentral

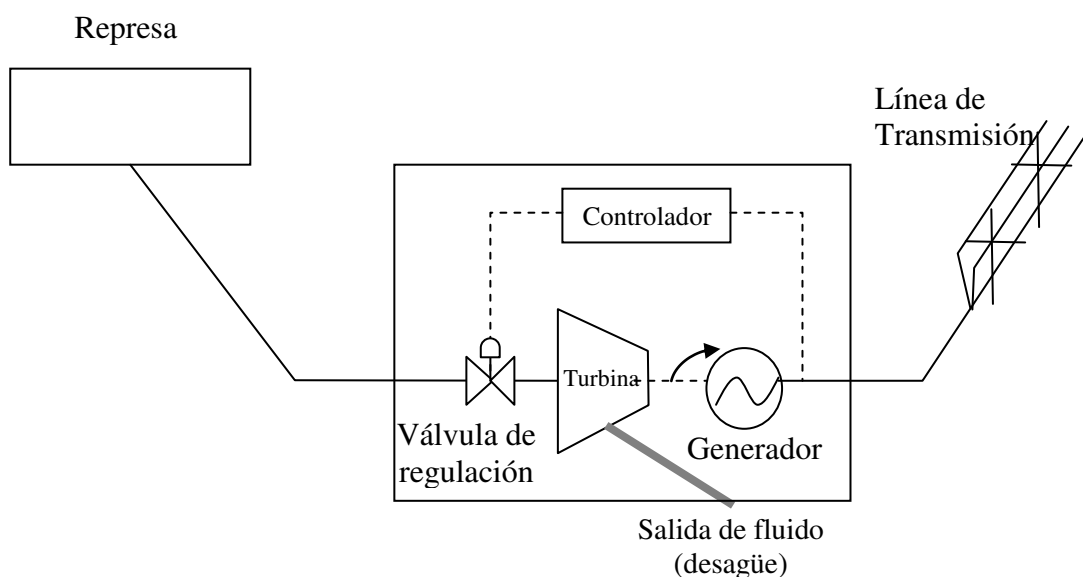


Fig. 8.2. Micro central hidroelectrica.

Características de la Microcentral

Altura $H = 60$ mts.

Frecuencia $F = 60$ hz

Caudal $Q = 0.18 \text{ m}^3/\text{s}$

Calculo de la Potencia:

$$P = g \cdot Q \cdot H \cdot \eta$$

$$P = 9.81 \cdot 0.18 \text{ m}^3/\text{s} \cdot 60\text{m} \cdot 0.80$$

$$P = 84.71\text{kw}$$

8.2.1 Posición del sensor de velocidad

Nuestra posición de referencia va a tener un valor en voltios que va a ser la relación con la velocidad síncrona de 1875 rpm del generador esto lo podemos ver en la siguiente figura.

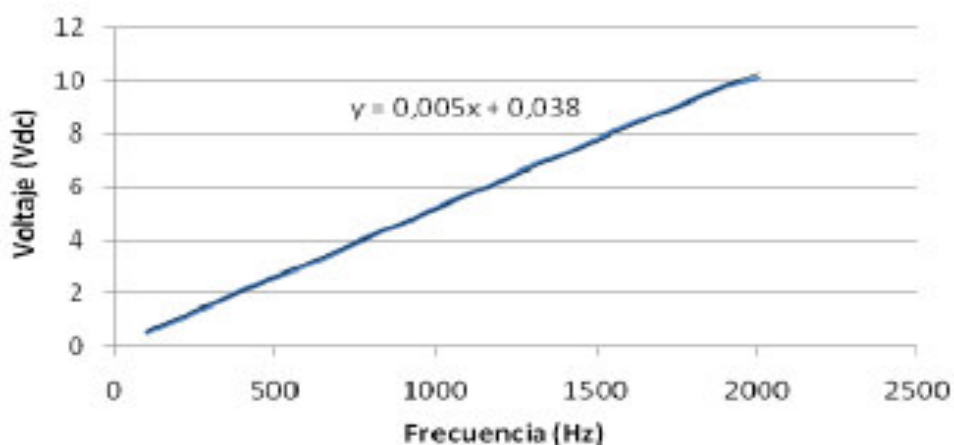


Fig. 8.3 Relación de la señal de entrada y salida del sensor de velocidad.

La señal de salida va a ser de 0 a 10v, Como la frecuencia de que se necesita para que el motor asíncrono se convierta a generador es de 1875 rpm.

Esto debido a que la frecuencia del motor es de 1800 y la frecuencia que funciona el generador debe ser mayor que este.

Si tenemos:

$$f = 60 \text{ hz.}$$

$$p = \# \text{ de polos} = 4$$

$$n_s = \frac{120 \cdot 60}{4} = 1800 \text{ rpm}$$

Entonces la frecuencia en que funciona el generador va a ser mayor que n_s siendo el valor optimo 1875 rpm la velocidad en que el motor asíncrono se convierte en generador.

Esto se consiguió con un sensor inductivo un convertidor frecuencia voltaje LM2917 y el acondicionador de señales AD694.

8.3 Prueba de la Microcentral usando la válvula de aguja y el servomotor de control.

Tenemos el modo conectado a la red es inyectando potencia eléctrica al Sistema Interconectado a plena carga.

Y el modo con caudal mínimo de operación de la microcentral para la altura neta de diseño y frecuencia de generación nominal $H=60\text{mts.}$ y $f=60\text{hz}$ en la cual tenemos que tener en cuenta que la potencia inyectada a la red sea positiva evitando que comience a actuar como motor. El generador asíncrono que estamos utilizando es simple y barato y pueden llegar hasta 1000KW. Un asíncrono generador funciona con una rotación de 1875 rev/m mientras que un motor asíncrono funciona con 1725 rev/min.

8.4 Ajustando el inyector y el sensor de posición

El sensor de posición de la válvula de aguja esta señal va a entrar a la tarjeta A/D para que ejecute el primer lazo de control de posición con su algoritmo de control digital para que actúe en la posición de la valvular con el servomotor DC.

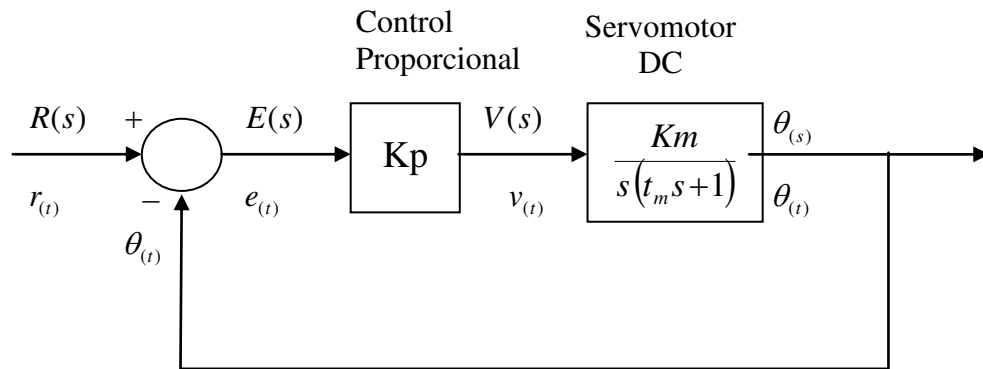


Fig. 8.4 Sistema de control de posicion.

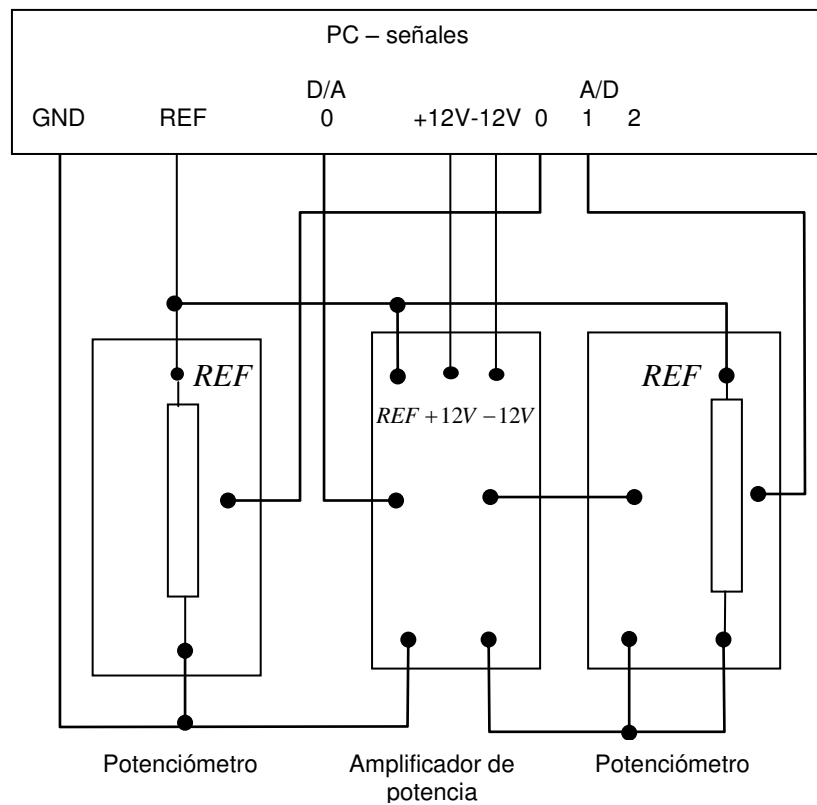


Fig. 8.5 Salida señales y entradas a la PC.

Entonces la regulación de la flujo de agua que entra a la turbina está controlada por la válvula de aguja por lo que su posición determinara el caudal de agua utilizado y de esta manera la potencia según el consumo.

Tabla 8.2 Resultados experimentales de la posición X de la válvula.

Vueltas de la válvula	Posición válvula [cm]	Área salida [cm ²]
0,5	0,07	0,22
1	0,14	0,44
1,5	0,21	0,65
2	0,28	0,85
2,5	0,36	1,06
3	0,43	1,25
3,5	0,50	1,44
4	0,57	1,63
4,5	0,64	1,81
5	0,71	1,98
5,5	0,78	2,15
6	0,85	2,32
6,5	0,93	2,47
7	1,00	2,63
7,5	1,07	2,77
8	1,14	2,91
8,5	1,21	3,05
9	1,28	3,18
9,5	1,35	3,31
10	1,42	3,43
10,5	1,49	3,54
11	1,57	3,65
11,5	1,64	3,76
12	1,71	3,86
12,5	1,78	3,95
13	1,85	4,04
13,5	1,92	4,12
14	1,99	4,20
14,5	2,06	4,27
15	2,14	4,34
15,5	2,21	4,40
16,	2,28	4,45
16,5	2,35	4,50
17	2,42	4,55

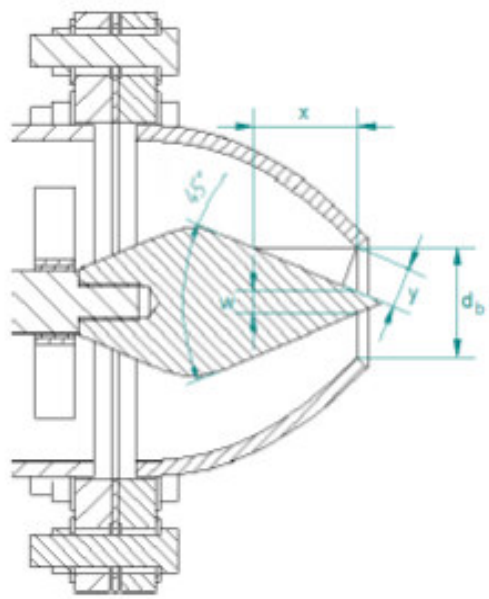


Fig. 8.6 Desplazamiento x de la válvula de aguja.

La regulación del flujo de agua que entra en la turbina está dada por una válvula aguja, por lo que su posición determinará el caudal de agua utilizado.

8.5 Desarrollo Experimental del Modelo

Para probar nuestro modelo en el experimento vamos a obtener los resultados de las pruebas experimentales efectuados en la micro central hidroeléctrica esta fue hecha en Luleå al norte Suecia teniendo en cuenta cómo va a trabajar nuestro sistema de control de frecuencia en donde la tensión de entrada a la tarjeta A/D va a ser entre 0 y 10 voltios que nos va a representar la distancia de corrimiento del eje x de la válvula aguja.

Tabla 8.3 Resultados experimentales

Q (m³/s)	H (m)	P_{elec} (kw)	f hz	N rpm
0.0127	60	5.97	59.99	1874
0.017	60	7.99	59.98	1873
0.027	60	12.70	60.01	1876
0.033	60	15.52	60.00	1875
0.045	60	22.16	59.99	1874
0.057	60	26.81	60.00	1875
0.069	60	32.45	60.05	1876
0.081	60	38.10	59.97	1874
0.093	60	43.74	60.00	1875
0.100	60	47.04	60.10	1878.1
0.101	60	47.51	60.05	1876.6
0.103	60	48.45	59.97	1874
0.105	60	49.39	60.00	1875
0.107	60	50.33	60.33	1885.3
0.110	60	51.74	60.00	1875
0.123	60	57.85	59.93	1872.3
0.137	60	64.44	59.99	1874.7
0.145	60	68.20	60.03	1876
0.159	60	74.79	60.00	1875
0.163	60	76.67	60.33	1885
0.177	60	83.26	59.79	1868
0.179	60	84.20	60.57	1893
0.180	60	84.27	60.00	1875

Como podemos observar que nuestro servo controlador regula la velocidad que debe ser 1875 rpm para que el generador asíncrono funcione en su valor adecuado y la salida del sistema de control es decir la frecuencia de salida de la microcentral cumple con la simulación en Matlab y Simulink y podemos decir que la respuesta de la salida coinciden con nuestros datos experimentales porque llega a controlar el sistema.

Además hemos graficado las fluctuaciones de la frecuencia como lo vemos en la siguiente figura 8.7.

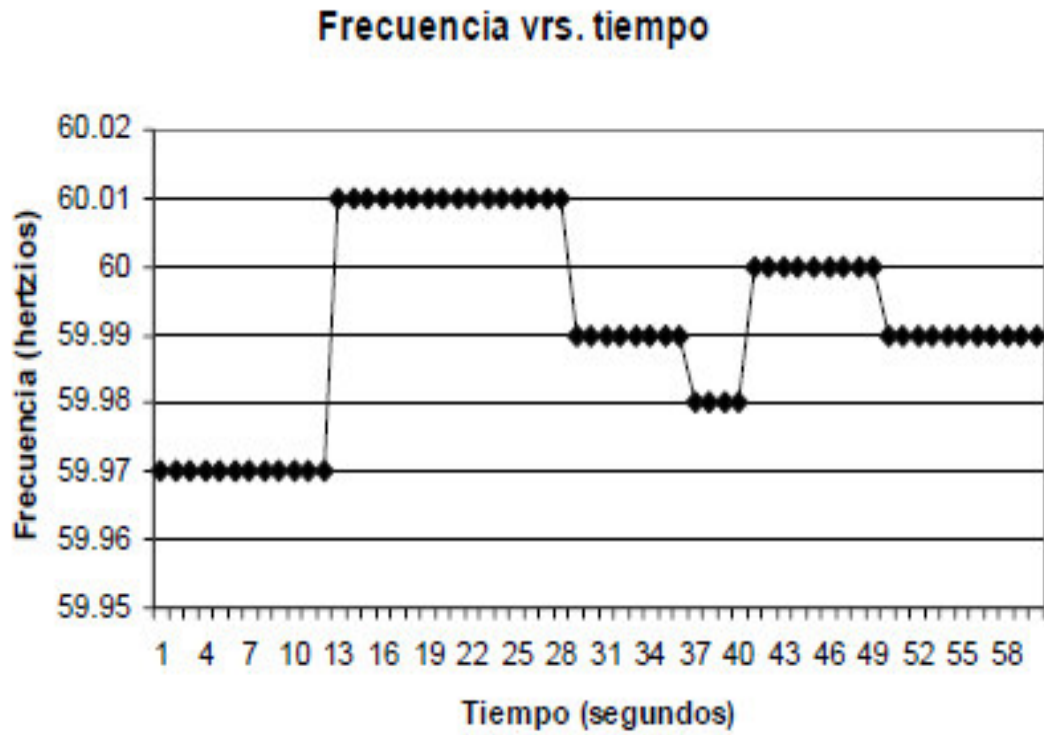


Fig. 8.7 Variación de la frecuencia vs tiempo.

La simulación en Simulink con las señales de entrada, salida del sistema y las señales de salida del control PI y del servo son los que mostramos en las siguientes figuras en donde tenemos lo siguiente :

Fig. 8.8 Es la señal de entrada $u(t)$ escalon al sistema.

Fig. 8.9 Es la señal error del $e(t)$ del lazo externo que controla la frecuencia.

Fig. 8.10 Es la señal de salida $z(t)$ del controlador PI.

Fig. 8.11 Es la señal error $w(t)$ del controlador de posición.

Fig. 8.12 Es la señal de salida $x(t)$ del controlador de posición

Fig. 8.13 Es la señal de salida $y(t)$ de la salida total del sistema.

Se ha realizado la sintonización de K_i y K_p del algoritmo de control con Matlab Sisotool y Simulink.

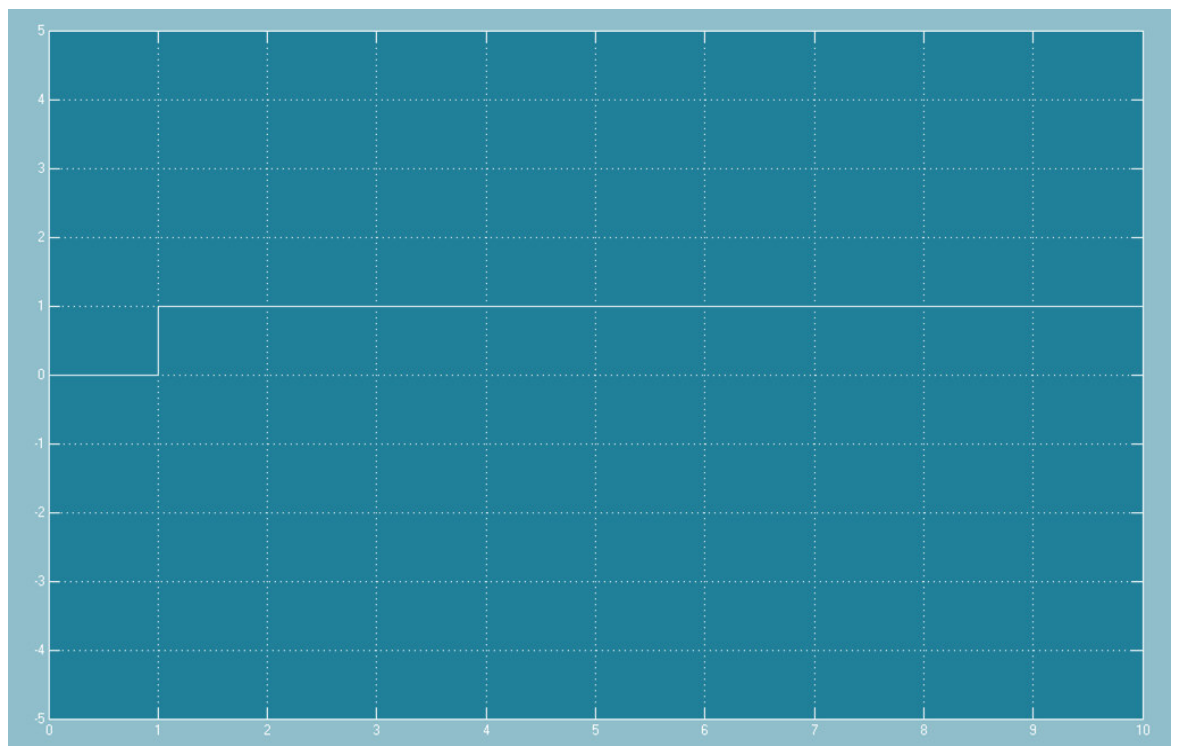


Fig. 8.8 Entrada escalón al sistema. $u(t)$

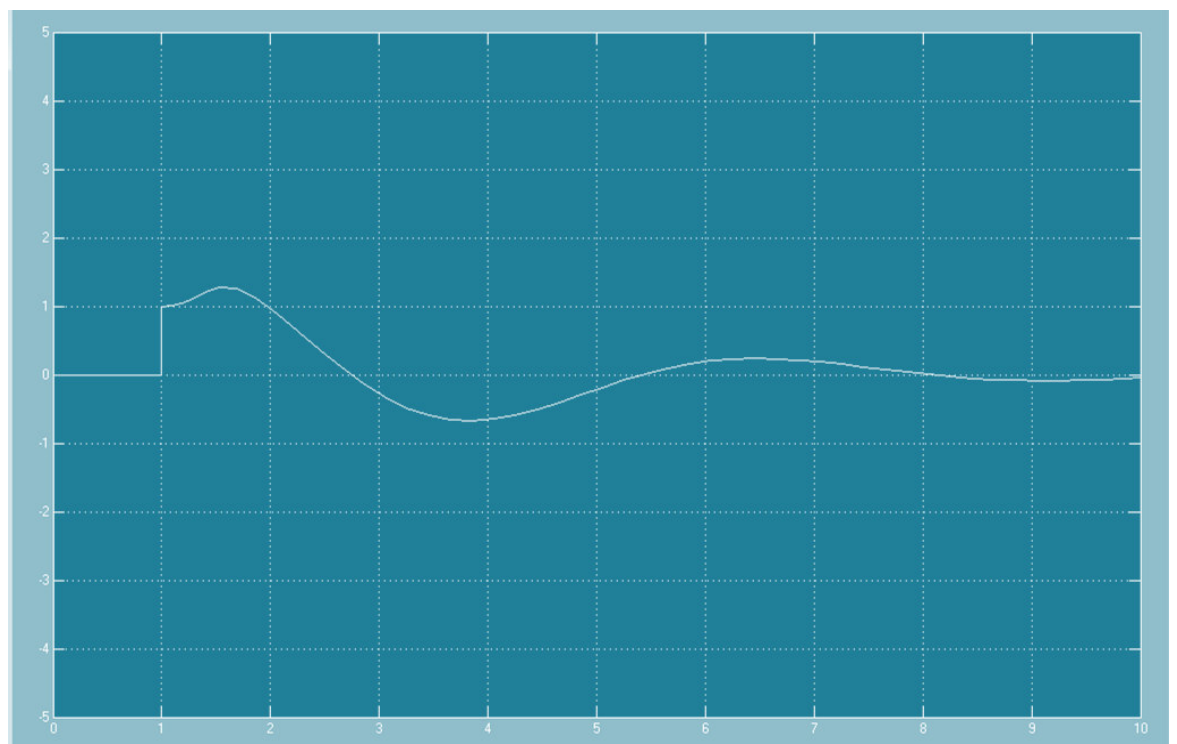


Fig. 8.9 Señal error que va a ingresar al controlador PI $e(t)$.

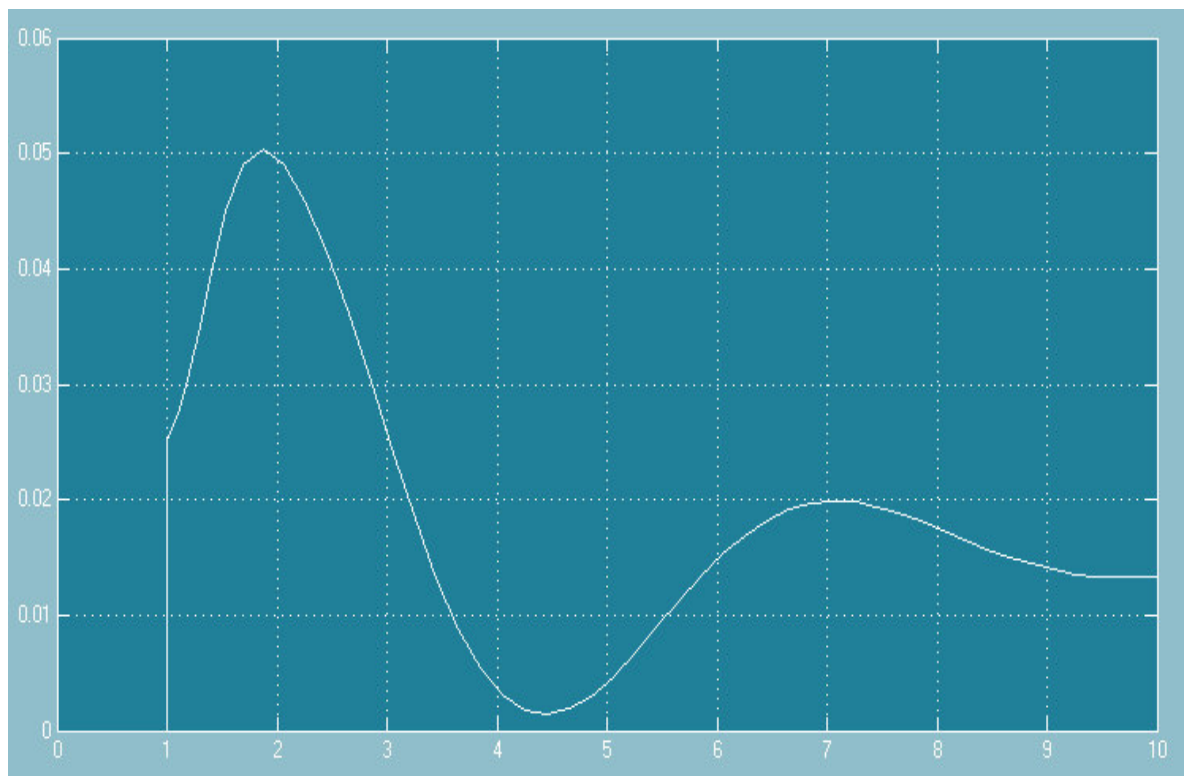


Fig. 8.10 Salida del controlador de frecuencia $z(t)$.

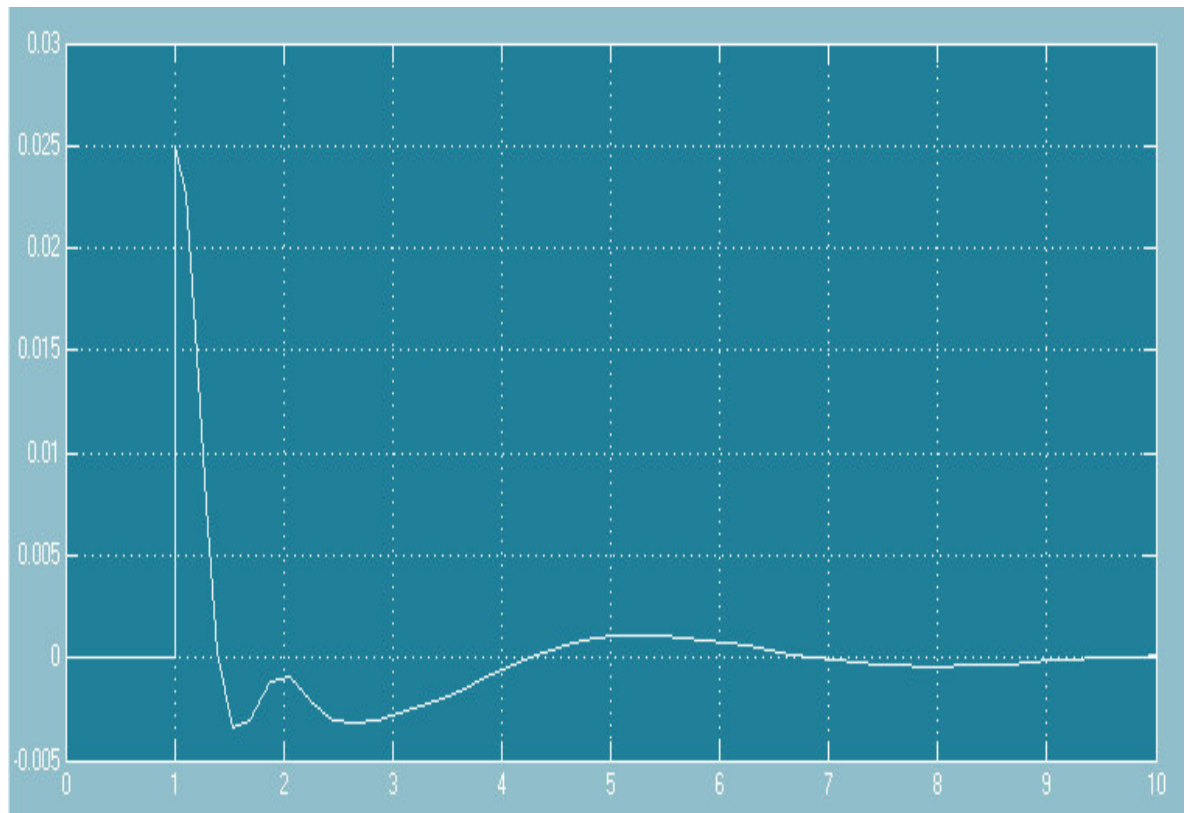


Fig. 8.11 Error $\omega(t)$ de posición.

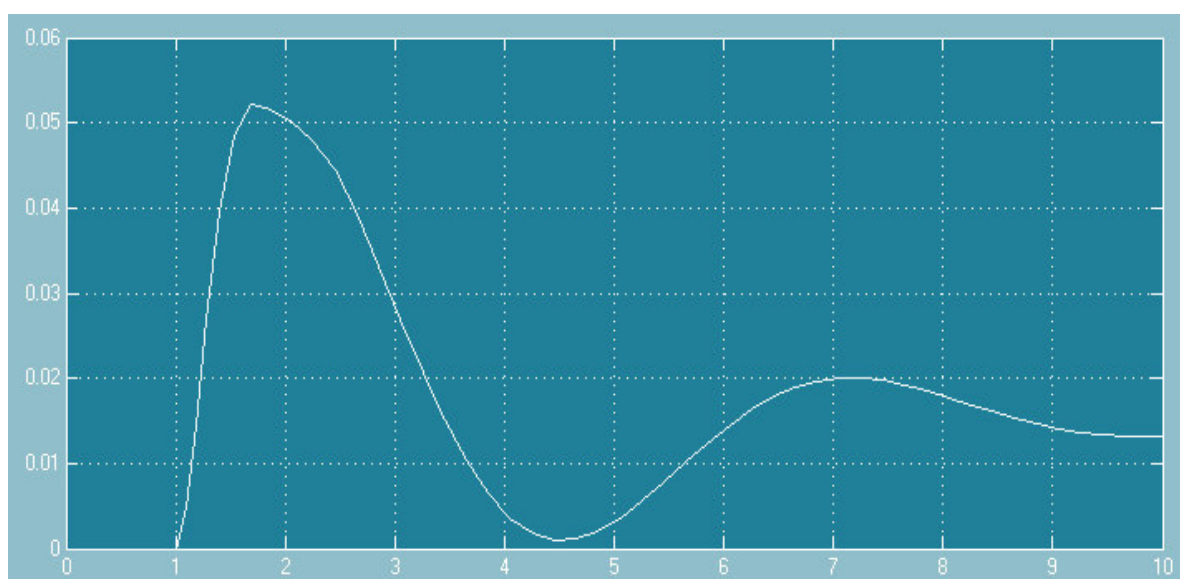


Fig. 8.12 Salida $x(t)$ del servo.

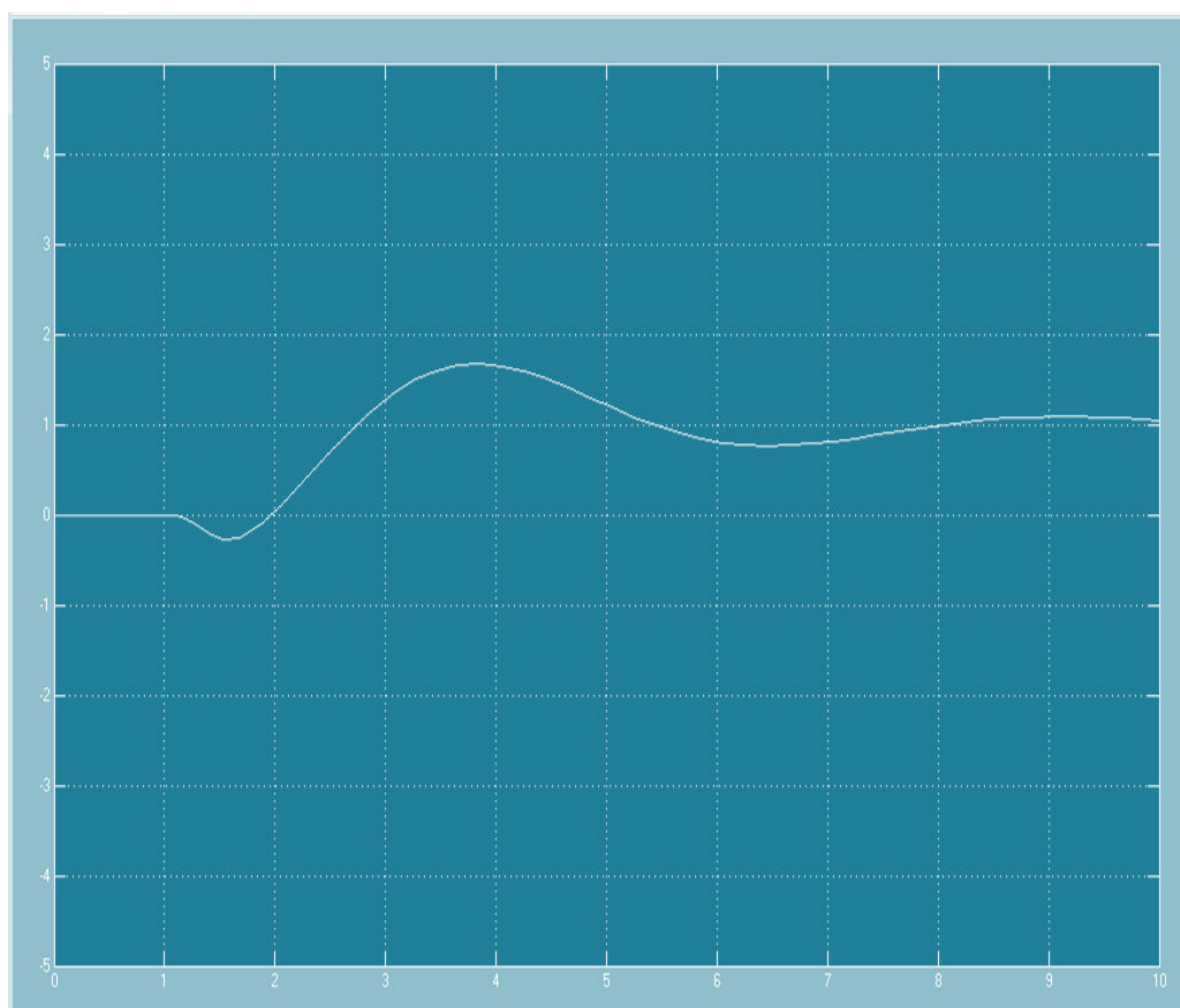


Fig. 8.13 Señal de salida del sistema $y(t)$.

CAPÍTULO IX

COSTOS

9.1 Proyecto y Cálculo.

El costo del controlador lo vamos a incluir en el ítem electromecánico que incluye la parte de automatización y la turbina Pelton.

Antes de iniciar la construcción de la Micro Hidroeléctrica se necesita iniciar un pre estudio de factibilidad para hacer un análisis del lugar, el tamaño del reservorio y la construcción de la estación donde se alojara el equipo electromecánico.

Tabla 9.1 Costo de capital.

Ejemplo 13		Cuadro de costos		
COSTO DE CAPITAL (SISTEMA DE 100 kW)		Costo \$	Proporción del costo total	Contribución a los beneficios
1. Planeamiento/diseño		4 000	3%	Alto
Ingeniería, estudio de energía, estudio hidrológico, estudio del lugar, informe de pre-factibilidad, informe de factibilidad, gastos de supervisión, gastos de comisión, manuales de entrenamiento.				
2. Administración y finanzas		2 000	1%	Alto
Formación de institución, obtención de fondos, aspecto legal y seguros, entrenamiento para administración.				
3. Tubería de presión		37 000	27%	Mediano
4. Otras obras civiles		35 000	25%	Mediano
5. Equipo electro mecánico		36 000	26%	
Turbina, generador, control automatico, otros.				
6. Distribución de la electricidad		12 000	9%	
Líneas de transmisión conexiones domésticas.				

7. Instrumentación	3 000	2%	
8. Contingencias	10 000	7%	
Costo total de capital	139 000	100%	
COSTOS CORRIENTES			
1. Costos anuales fijos (O + M)	2 000/año	6%	Alto
Salarios (personal O + M) comite de administración (O + M), disposición especializada, mantenimiento, otros.			
2. Costos variables			
Contratación de personal O + M, capacitación inicial cada 5 años, capacitación adicional de refuerzo, piezas de repuestos, herramientas, materiales, asesoramiento de especialistas, equipos de repuestos, otros.	Permisible hasta 1 000/año	3%	Alto
3. Contingencias	Permisible hasta 1 000/año	3%	
Estimado de costos corrientes totales al año (O + M)	4 000	12%	Alto
Costos de capital expresados como costo anual (C_{anual})*	28 000/año	88%	
Costos anuales totales $= C_{anual} + \{ O + M \}$ $= 28\,000 + 4\,000$	32 000	100%	
Factor de planta	0.4		Muy alto
Costos unitarios de energía = $\frac{C_{anual} + (O + M)}{P_{instalada} \times 8\,760 \times FP} = \frac{28\,000 + 4\,000}{60 \times 8\,760 \times 0.4} = 0.15 \$ / kWh$ $\text{Costo por kW instalado} = \frac{139\,000}{60} = 2\,300 \$ / kW$			
• Ver capítulo 10 para una explicación de como se calcula el C_{anual} . Depende del descuento de las tasas de interés. En este caso la vida del sistema se asume de 9 años y la tasa de descuento se asume como 15%.			

CAPÍTULO X

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

10.1 Conclusiones

El trabajo de esta tesis, es una nueva técnica para el control de generación de energía mediante el control de flujo con un servomotor DC. En el desarrollo de esta técnica, se estableció la conveniencia de un servo motor como controlador para las minis y micros centrales hidroeléctricas. simulaciones exhaustivas se realizaron con el esquema de control propuesto mediante el programa Matlab y su utilitario symulink para determinar la eficacia del modelo propuesto. Estas simulaciones se llevaron a la practica y han demostrado la validez del modelo propuesto para el control de la velocidad en las microcentrales hidroeléctricas. Las predicciones realizadas por el controlador están probadas con los valores reales de Kp y Ki.

10.2 Recomendaciones

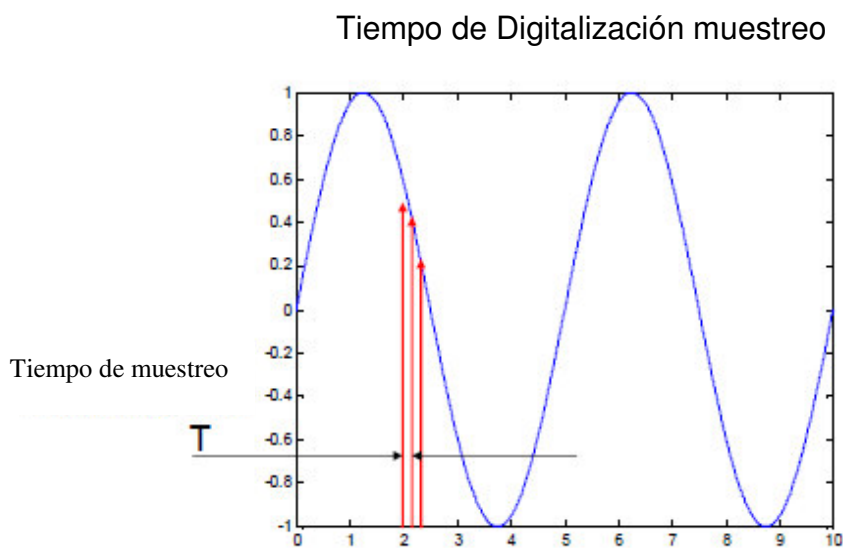
Debido a la importancia del funcionamiento del servomotor, este debe ser programado y ajustado con los parámetros de funcionamiento que se calculó en la simulación y después realizar el ajuste fino para el buen funcionamiento del sistema.

En forma regular se debe revisar la válvula de aguja para que permanezca libre de cuerpos extraños de igual manera el sensor resistivo para que de esta manera la señal que se envía a la computadora sea fiable.

APÉNDICE

A1 Muestreo

La digitalización en el tiempo lo llamamos muestreo que va a depender de la velocidad y complejidad del programa en tiempo real y va a depender de la velocidad de la tarjeta de adquisición de datos A/D.



Si vamos a utilizar una tarjeta ISA AD/DA de 12 bits de alta precisión en la conversión de datos en donde lo vamos a programar para una lectura bipolar es decir puede leer tensiones positivas y negativas.

Se va a tener lecturas de -10v a 10v. con un tiempo de conversión de 20 us. Como el A/D de conversión toma aproximadamente 20 us por canal el máximo F_s (la frecuencia de muestreo) que se va a alcanzar va a ser

$$F_s = \frac{1}{20 \times 10^{-6} \mu s} = 50,000 \text{ Hz} (\text{ó } 50 \text{ kHz})$$

El error puede ser reducido incrementando la resolución de conversión. De Una conversión de 12 bit A/D nos da un error de 0.02% y es generalmente considerado satisfactorio para mediciones industriales de control.

Debemos tener en cuenta de que el intervalo de muestreo T_s debe ser menor comparado con el tiempo constante del proceso que va a depender de la velocidad del procesador y del lenguaje usado normalmente.

El máximo valor del intervalo de muestreo va a ser $0.1 \times$ tiempo constante del proceso.

Vamos a seleccionar una tarjeta A/D con un timer/ counter incluido y en donde cada 25ms vamos a muestrear.

Si el A/D hardware usado en este caso toma aproximadamente $20\mu s$ por canal entonces el máximo F_s que se puede alcanzar es:

$$F_s = \frac{1}{20 \times 10^{-6} \mu s} = 50,000 \text{ Hz (ó } 50 \text{ kHz)}$$

Si es lo elegimos pequeño nosotros no vamos a ser capaces de reproducir la original señal este fenómeno es llamado Aliasing para evitar esto se tiene que aplicar el criterio de Nyquist que dice:

Una señal debe ser muestreada a una frecuencia mayor a dos veces la frecuencia máxima en la señal presente. En otras palabras $F_s > 2 f_{max}$

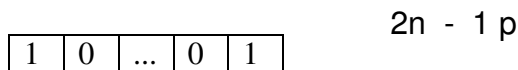
Por ejemplo si una señal tiene un límite superior de 100 hz la frecuencia de muestreo tiene que ser 200 hz. Otro caso si el oído humano tiene un rango de 20 hz a 20khz la mínima frecuencia de muestreo que satisface la frecuencia de muestreo es 40 khz.

A2 Convertidor Analógico Digital A/D.

Si el ADC tiene una resolución de 16 bits el máximo número que podría ser representado con una palabra de 16 bits es: 65535 ($2^{16}-1$). Como el quinceavo bit es reservado para el signo nosotros podemos representar los números desde -32768 a +32767. Los voltajes lo podemos representar en el rango de voltaje +/- 10 voltios.

El digital valor de : 32767 = 0x7FFF representa 10 voltios.

El digital valor de : -32768 = 0x8001 representa -10 voltios.

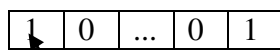


e.g.

1	0
---	---

 3 posibles combinaciones
- 3

n bit número binario



signo bit

$2^{n-1} - 1$ números positivos

2^{n-1} números negativos

Puede ser representado

Para una tarjeta de 16 bits A/D, nosotros podemos operar entre -10 a 10V

Los voltajes entre 15,000 y 15,001 corresponde a

$$2^{n-1} - 1 = 32767$$

Como los números desde -32768 a 32767 puede ser representado

$$15,000: \frac{V}{V_{\max}} = \frac{15,000}{32,767} \Rightarrow V = \frac{15,000}{32,767} \times 10 = 4.5778V$$

$$15,000: \frac{V}{V_{\max}} = \frac{15,001}{32,767} \Rightarrow V = \frac{15,001}{32,767} \times 10 = 4.5781V$$

$$z : V = \frac{z}{32,767} \times 10V \text{ para } z > 0 \quad V = \frac{z}{32,768} \times 10V \text{ para } z < 0$$

$$z : V = \frac{z}{32,767} \times 10V \text{ para } z > 0 \quad V = \frac{z}{32,768} \times 10V \text{ para } z < 0$$

A3 CONVERSIÓN D/A

Para 14 – bit D/A, se va operar entre - 10 y 10V, donde los voltajes van desde 4,000 a 4,001 que corresponde a:

$$2^{n-1} - 1 = 8191$$

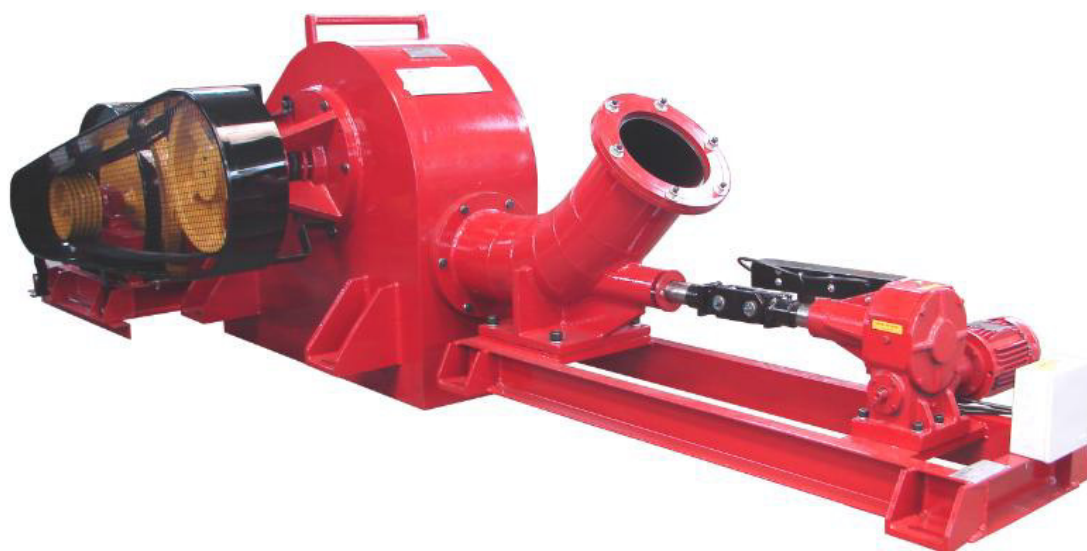
Donde los números pueden ser representados desde 8192 y 8191

$$4,000: \frac{V}{V_{\max}} = \frac{4,000}{8,191} \Rightarrow V = \frac{4,000}{8,191} \times 10 = 4.8834 V$$

$$4,001: \frac{V}{V_{\max}} = \frac{4,001}{8,191} \Rightarrow V = \frac{4,001}{8,191} \times 10 = 4.8834 V$$

$$z : V = \frac{z}{8,191} \times 10 V \text{ para } z > 0 \quad V = \frac{z}{8,192} \times 10 V \text{ para } z < 0$$

A4 PELTON GENERADOR TURBINA Y EL SERVOMOTOR



A5 SERVOMOTOR BI-DIRECCIONAL

Function:	To supply energy to the system.
Manufacturer:	Galil
Model number:	N23-54-100
Maximun speed:	55 rpm
Torque:	2.95 N
Recommended supply voltage:	60 v
R - Armature resistance:	1.8 Ω
L - Armature inductance:	4.1 mH
T _e - Electrical time constant:	2.27 ms
T _m – Electro mechanical time constant:	0.25 ms

Servo Amplifier

Function:	To supply power to drive the motor
Manufacturer:	Galil
Model number:	MSA-12-70

Has protection against over – voltage, over-current, over-heating, and short circuits, across motor, ground and power leads. Has adjustable gain.

Power supply

Function:	To provide DC supply voltage to the amplifier
Manufacturer:	Galil
Model number:	CPS-12-24
Power rating:	24 VDC@ 12A

BIBLIOGRAFÍA

Referencias Bibliográficas

- John Leis, *Digital Signal Processing – A MATLAB-Based Tutorial Approach*, University Of Southern Queensland, Research Studies Press Limited, 2002.
- K. Anstrom and T. Hagglund. *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*, Prentice Hall, 1984.
- K. Ogata, *Discrete – Time Control Systems*, University of Minnesota, Prentice Hall, 1987.
- Gustaf Olsson, *Computer System for Automation and control*.
- K. Ogata. *Ingeniería de Control Moderna*. 4 Edición Prentice Hall
- Bertil Thomas. *Modern Reglerteknik*. Biblioteka Central Estocolmo
- G. Orelind, L. Wozmink, J. Medanic and T. Whittemore
“*Optimal PID Gain Schedule for Hydrogenerators – Design and Application*”
- E. Swidenbank, M.D. Brown, and D. Flynn
“*Self-Tuning Turbine Generator Control for Power Plant*”
- T. Eker and I.S. Aydin
“*Robust Cascade Design of Governors*”
- Kundur, P. *Power system stability and Control* (Tata-McGraw Hill Co. 1221, Avenue of the Americas, New York, NY, 1994.
- John Wiley & Sons. M. Gopal, *Digital Control Engineering*.
- Englewood Cliffs, N.J., B.C. Kuo, *Automatic Control System*

Referencias Emerográficas

http://catalunya.ingenieriasinfronteras.org/energia/ale_eidher/EiDHER_Lectura_13.pdf

http://www.elprisma.com/apuntes/ingenieria_quimica/regulaciondeprocesos/